



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones

PROYECTO FIN DE CARRERA

DESARROLLO DE ANTENAS ELÉCTRICAMENTE PEQUEÑAS CON REDES DE NON-FOSTER

Autor: Patricia Sanz Berjas
Tutor: Daniel Segovia Vargas

Leganés, 29 de octubre de 2010

Título: Desarrollo de antenas eléctricamente pequeñas con redes de Non-Foster

Autor: Patricia Sanz Berjas

Director: Daniel Segovia Vargas

EL TRIBUNAL

Presidente: Luis Emilio García Castillo

Vocal: Guillermo Carpintero del Barrio

Secretario: Vicente González Posadas

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día 29 de octubre de 2010 en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

Agradecimientos

A mis padres. Sin vuestro apoyo, ánimo y consejos, yo no estaría escribiendo estas líneas. Nunca podré agradecerlos lo suficiente todo lo que habéis hecho por mí. A Guille, por tu visión espacial y tu ayuda, muchas gracias hermano. A mis abuelos, tíos y primos, gracias por poder contar siempre con vosotros.

A mi tutor Daniel, muchas gracias por todo lo que me has enseñado y por mostrarme siempre tu apoyo. He aprendido mucho realizando este proyecto tanto en lo personal como en lo profesional. Gracias.

A Francisco Javier Herraiz, Javier Montero y todos sus compañeros del 4.2.E.01, que siempre me habéis ayudado cuando lo he necesitado. A Vicente González Posadas por su aportación a este proyecto.

A mis amigos de la universidad, por estos cinco años de momentos buenos y no tan buenos cuando nos quedamos hasta las nueve en el sótano del Torres haciendo prácticas, pero siempre amigos y compañeros. Muchas gracias a todos porque sin vosotros la carrera no hubiera sido igual. Espero seguir contando con vosotros siempre.

A mis amigos de siempre, los de Escolapios, los que seguís todavía conmigo después de tanto tiempo. En especial quiero mencionar a Marta y Álvaro, muchas gracias por todo, sois los mejores amigos que una pueda imaginar.

Por último, a Ángel, qué te voy a decir a ti si lo sabes todo. Muchas gracias por estar siempre conmigo, en los buenos ratos pero sobre todo en los malos, cuando decías: “A ver si acabas ya la carrera”. Pues bien, ya ha llegado y sólo puedo agradecerte tu incondicional apoyo. Tú ya sabes todo lo que significas para mí.

Resumen

Las antenas eléctricamente pequeñas son interesantes debido a la miniaturización que implican. Sin embargo, por sí solas son poco eficientes ya que son altamente reactivas y la resistencia de radiación es baja. Para mejorar estas características, se aplican elementos que actúen junto con ellas formando una estructura resonante, de tal manera que mejore la adaptación y la eficiencia. La antena de línea de meandro y la antena Z son monopolos capacitivos que junto con ciertos elementos parásitos, que actúan como un medio metamaterial ENG, forman dichas estructuras resonantes. Estas dos antenas se han fabricado y medido llegando a resultados satisfactorios.

Por otro lado, para continuar mejorando las características de estas antenas, se van a desarrollar redes de Non-Foster formadas por convertidores de impedancia negativas (NICs), que son capaces de dar lugar a elementos, en nuestro caso, condensadores, negativos, de forma que colocados en serie con la antena compensen su reactancia mejorando aún más su adaptación.

Se presentan varios de estos NICs y se lleva a cabo un detallado estudio de su comportamiento con el fin de elegir el más conveniente para nuestros objetivos.

Mediante simulación, se ha llevado a cabo la unión de esta red de Non-Foster, formada por el NIC seleccionado, con la antena Z. De esta manera, se ha comprobado que se consigue una mejora muy significativa de la adaptación, ya que la reactancia se reduce en un porcentaje muy alto.

Palabras clave: antenas eléctricamente pequeñas, monopolo, antena de línea de meandro, antena Z, metamateriales, redes de Non-Foster, NICs.

Abstract

Electrically small antennas are interesting due to the miniaturization which they imply. Nevertheless, they are little efficient since they are highly reactive and its radiation resistance is low. In order to improve these characteristics, some structures are applied with them forming a resonant structure, in such a way that the adaptation and the efficiency are improved. The meander line antenna and Z antenna are capacitive monopoles which with certain parasitic element acting like a metamaterial ENG medium, form these resonant structures. These two antennas have been made and measured reaching satisfactory results.

On the other hand, to continue improving the characteristics of these antennas, Non-Foster matching techniques are going to be developed. These are formed by negative impedance converters (NIC), which are able to develop negative elements, in our case, a negative capacitor, so that they can be placed in series with the antenna reducing its reactance and improving still more its adaptation.

Several of these NIC are shown here. In this work, it is carried out a detail study of their behavior with the purpose of choosing the most advisable one for our objectives.

The union of this Non-Foster network, formed by the selected NIC, with Z antenna, has been carried out with simulation. In this way, it has been verified that a very significant improvement of the adaptation has been reached, since the reactance is reduced in a very high percentage.

Keywords: electrically small antennas, monopole, meander line antenna, Z antenna, metamaterials, Non-Foster matching techniques, NIC.

Índice general

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	1
1.1 Introducción	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Fases del desarrollo	3
1.4 Medios empleados.....	3
1.5 Estructura de la memoria	3
2. ANTENAS ELÉCTRICAMENTE PEQUEÑAS	6
2.1 Introducción	6
2.2 Desarrollo de antenas eléctricamente pequeñas	13
2.2.1 Monopolo.....	14
2.2.2 Antena EZ eléctrica en 2D (Antena de línea de meandro)	17
2.2.2.1 Desarrollo de antena de línea de meandro	21
2.2.2.2 Antena para fabricar.....	26
2.2.2.3 Medidas de la antena.....	31
2.2.2.3.1 Adaptación.....	31
2.2.2.3.2 Diagrama de radiación.....	34
2.2.2.3.3 Ganancia.....	37
2.2.2.3.4 Directividad y eficiencia de radiación	38
2.2.2.3.5 Resultados de medida finales	39
2.2.3 Antena Z.....	40
2.2.3.1 Desarrollo de antena Z.....	43
2.2.3.2 Antena Z para fabricar	50
2.2.3.3 Medidas de antena Z.....	54
2.2.3.3.1 Adaptación.....	54
2.2.3.3.2 Diagrama de radiación.....	56
2.2.3.3.3 Ganancia.....	59
2.2.3.3.4 Directividad y eficiencia de radiación	59
2.2.3.3.5 Resultados de medida finales	60
2.3 Conclusiones	60
3. REDES DE NON-FOSTER.....	62
3.1 Introducción	62

3.1.1	NIC.....	66
3.2	Desarrollo de NICs.....	68
3.2.1	NICs ideales.....	70
3.2.2	NIC con transistores modelados de forma lineal	72
3.2.3	NIC con transistores modelados de forma no lineal	73
3.2.4	Estudio del NIC1 lineal	77
3.2.5	Estudio de NIC 1 no lineal.....	94
3.3	NIC a fabricar.....	109
3.4	Conclusiones	121
4.	ANTENAS ELÉCTRICAMENTE PEQUEÑAS CON REDES DE NON-FOSTER.....	124
4.1	Estado del arte	124
4.2	Unión de NIC con antena Z	136
4.3	Conclusiones	145
5.	CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE TRABAJO	147
5.1	Conclusiones	147
5.2	Aportaciones	149
5.3	Líneas futuras de trabajo	149
6.	PRESUPUESTO	151
7.	GLOSARIO	156
8.	REFERENCIAS.....	158
9.	ANEXO.....	161
1.	Estudio de NIC ideales.....	161
2.	Estudio de NIC con transistores modelados de forma lineal	175
3.	Estudio de NIC con transistores modelados de forma no lineal	195
4.	Estudio del factor de inversión.....	214

Índice de figuras

Figura 1: Definición de impedancias	7
Figura 3: Potencia de radiación y potencia total de una antena [18].....	8
Figura 2: Caso general de definición de impedancias.....	8
Figura 4: Criterio de definición de una antena eléctricamente pequeña [18]	9
Figura 5: Sistema total de antena eléctricamente pequeña tradicional [16].....	10
Figura 6: Antena eléctricamente pequeña eficiente [16].....	10
Figura 7: Variación de valores de permitividad y permeabilidad [18]	10
Figura 8: Dipolo con celda ENG [7]	11
Figura 9: Formación de sistema resonante [7]	11
Figura 10: Monopolo con celda ENG [7]	11
Figura 11: Monopolo a 500MHz.....	14
Figura 12: Puerto discreto en el monopolo	14
Figura 13: Valores de S_{11} para monopolo a 500MHz	15
Figura 14: Corrientes de superficie para monopolo a 500MHz	15
Figura 15: Campo lejano para monopolo a 500MHz	15
Figura 16: Diagrama de radiación para monopolo a 500MHz.....	16
Figura 17: Adaptación para monopolo eléctricamente pequeño	16
Figura 18: Antena eléctrica EZ 2D [16].....	17
Figura 19: Medidas generales de antena EZ 2D [16].....	18
Figura 20: Medidas específicas de antena EZ 2D [16]	18
Figura 21: Resumen de las características de radiación de la antena 2D eléctrica [16]....	19
Figura 22: Campos E (azul) y H (rojo) para antena EZ 2D [16].....	19
Figura 23: Valor predicho y simulado de S_{11} para el diseño 17 de la antena EZ 2D a 1373 MHz [16]	19
Figura 24: Potencia total radiada para diseño 17 [16].....	20
Figura 25: Efectos del tamaño del plano de masa en los valores de S_{11} medidos para diseño 17 [16].....	21
Figura 26: Primer diseño de antena EZ 2D	21

Figura 27: Zoom de primer diseño de antena EZ 2D	22
Figura 28: Vista trasera de primer diseño de antena EZ 2D	22
Figura 29: Valores de S_{11} para primer diseño de antena EZ 2D	23
Figura 30: Campo lejano para primer diseño de antena EZ 2D	23
Figura 31: Diagrama de radiación para primer diseño de antena EZ 2D	23
Figura 32: Parámetros generales de la antena EZ 2D	24
Figura 33: Antena EZ 2D seleccionada para fabricar	26
Figura 34: Vista trasera de antena EZ 2D seleccionada para fabricar	27
Figura 35: Vista general de la antena EZ 2D seleccionada para fabricar	27
Figura 36: Vista lateral de antena EZ a fabricar	27
Figura 37: Valores de S_{11} para antena EZ 2D a fabricar	28
Figura 38: Campo lejano para antena EZ 2D para fabricar	28
Figura 39: Diagrama de radiación de antena EZ simulada para plano E (plano XY).....	29
Figura 40: Distribución de corrientes de antena de línea de meandro	29
Figura 41: Diagrama de radiación de antena EZ simulada para plano H (plano XZ).....	30
Figura 42: Medida de a en antena EZ	30
Figura 43: Antena de línea de meandro fabricada	31
Figura 44: Medida de adaptación de antena línea de meandro	32
Figura 45: Comparación en adaptación antena de línea de meandro real y simulada	32
Figura 46: Comparación en rango de interés para antena de línea de meandro real y simulada	33
Figura 47: Comparación de antena de línea de meandro real y simulada en todo el rango de frecuencias	33
Figura 48: Antena de referencia para medidas en cámara anecoica [36].....	34
Figura 49: Medida de antena de línea de meandro en cámara anecoica para plano H.....	35
Figura 50: Medida de diagrama de radiación de plano E (copolar y contrapolar) de antena de línea de meandro	35
Figura 51: Diagrama de radiación en plano E de antena de línea de meandro en simulación	36
Figura 52: Diferencia en los ejes entre medida (izquierda) y simulación (derecha).....	36
Figura 53: Medida de diagrama de radiación de plano H (copolar y contrapolar) de antena de línea de meandro	37
Figura 54: Antena Z (a) vista en 3d, (b) vista desde arriba, (c) vista desde el lado del inductor, (d) vista desde el lado del monopolo [17].....	40
Figura 55: Comparación de las frecuencias de resonancia analíticas y por simulación con HFSS [17].....	41
Figura 56: Vista 3D de antena Z [3].....	42
Figura 57: Valores S_{11} de la antena Z [3].....	43
Figura 58: Visión general de la antena Z	43
Figura 59: Primer plano de la antena Z	44
Figura 60: Vista posterior de la antena Z	44
Figura 61: Valores de S_{11} para primer diseño de antena Z	45
Figura 62: Directividad y campo lejano para primer diseño de antena Z	45
Figura 63: Ganancia y campo lejano para primer diseño de antena Z	46
Figura 64: Análisis paramétrico de la antena Z variando la altura del monopolo	46
Figura 65: Valores de S_{11} con altura monopolo 18mm	47
Figura 66: Campo lejano de la antena Z con altura monopolo 18mm	47
Figura 67: Análisis paramétrico de la antena Z variando el espesor del sustrato	48
Figura 68: Valores de S_{11} para antena Z con sustrato de espesor 0.508mm	49
Figura 69: Valores de S_{11} para antena Z con sustrato de espesor 1.575mm	50

Figura 70: Campo lejano de la antena Z para sustrato 1.575mm.....	50
Figura 71: Resultados de S_{11} de la antena Z a fabricar	51
Figura 72: Campo lejano de la antena Z a fabricar	51
Figura 73: Diagrama de radiación de antena Z simulada para plano E	52
Figura 74: Diagrama de radiación de antena Z simulada para plano H.....	52
Figura 75: Medidas para cálculo de a de antena Z.....	53
Figura 76: Imagen de la antena Z fabricada.....	54
Figura 77: Comparación de adaptación entre antena Z medida y simulada	54
Figura 78: Comparación en rango de interés de antena Z real y simulada	55
Figura 79: Comparación antena Z medida y simulada en todo el rango de frecuencias...	55
Figura 80: Antena Z en cámara anecoica para medida de plano E	56
Figura 81: Antena Z en cámara anecoica para medida de plano H.....	57
Figura 82: Diagrama de radiación medido para antena Z en plano E (copolar y contrapolar)	57
Figura 83: Diagrama de radiación de antena Z simulada para plano E	58
Figura 84: Diagrama de radiación medido para antena Z en plano H (copolar y contrapolar)	58
Figura 85: Resonancia convencional vs Non-Foster de una capacitancia positiva [1]	63
Figura 86: Adaptación de impedancias con modelado de imagen negativa [1].....	64
Figura 87: Comparación de la eficiencia de potencia de la mejor red pasiva con red de Non-Foster [1]	65
Figura 88: Modelo simplificado de monopolo eléctricamente pequeño [1]	65
Figura 89: Conversor de impedancia negativa ($k>0$) [1]	66
Figura 90: NIC ideal en circuito abierto estable (OCS) terminado en una resistencia [1] ..	66
Figura 91: NIC ideal en cortocircuito estable (SCS) terminado en una resistencia [1]	67
Figura 92: NIC basado en amplificador [1]	67
Figura 93: Carga normal (C, L y R)	70
Figura 94: Inversiones con NIC	71
Figura 95: NIC1 lineal	72
Figura 96: Transistor no lineal GP_BFP193	73
Figura 97: Estructura no lineal para transistor BFP193	74
Figura 98: Valores de los elementos y del sustrato.....	74
Figura 99: Transistor no lineal para NICs	75
Figura 100: NIC1 no lineal	75
Figura 101: Inversión de condensador con NIC1 no lineal.....	76
Figura 102: Inversión de bobina con NIC1 no lineal	76
Figura 103: Inversión de resistencia con NIC1 no lineal	76
Figura 104: Circuito inversor de C real e ideal	78
Figura 105: Modelo de condensador con efectos parásitos	78
Figura 106: Resultados de C para valores por defecto con NIC lineal	79
Figura 107: Resultados para $C=0.1\text{pF}$ con NIC lineal	79
Figura 108: Resultados para $C=0.5\text{pF}$ con NIC lineal	80
Figura 109: Resultados para $C=2\text{pF}$ con NIC lineal	80
Figura 110: Resultados para $C=5\text{pF}$ con NIC lineal	81
Figura 111: Resultados para $C=10\text{pF}$ con NIC lineal	81
Figura 112: Resultados para $C=20\text{pF}$ con NIC lineal	82
Figura 113: Resultados para $C=100\text{pF}$ con NIC lineal	82
Figura 114: Circuito para inversión de L	83
Figura 115: Bobina real (con efectos parásitos).....	84
Figura 116: Resultados de L para valores por defecto con NIC lineal	84

Figura 117: Resultados para $L=0.1\text{nH}$ con NIC lineal.....	85
Figura 118: Resultados para $L=1\text{nH}$ con NIC lineal.....	85
Figura 119: Resultados para $L=20\text{nH}$ con NIC lineal.....	86
Figura 120: Resultados para $L=50\text{nH}$ con NIC lineal.....	86
Figura 121: Resultados para $L=100\text{nH}$ con NIC lineal.....	87
Figura 122: Resultados para $L=250\text{nH}$ con NIC lineal.....	87
Figura 123: Circuito de inversión de resistencia.....	88
Figura 124: Resistencia real (con modelado de efectos parásitos)	89
Figura 125: Resultados de R para valores por defecto con NIC lineal	89
Figura 126: Resultados para $R=10\Omega$ con NIC lineal	90
Figura 127: Resultados para $R=20\Omega$ con NIC lineal	90
Figura 128: Resultados para $R=50\Omega$ con NIC lineal	91
Figura 129: Resultados para $R=70\Omega$ con NIC lineal	91
Figura 130: Resultados para $R=100\Omega$ con NIC lineal	92
Figura 131: Resultados para $R=200\Omega$ con NIC lineal	92
Figura 132: Resultados para $R=500\Omega$ con NIC lineal	93
Figura 133: Resultados para C para valores por defecto para NIC no lineal.....	94
Figura 134: Resultados para $C=0.1\text{pF}$ con NIC no lineal	95
Figura 135: Resultados para $C=0.5\text{pF}$ con NIC no lineal	95
Figura 136: Resultados para $C=2\text{pF}$ con NIC no lineal	96
Figura 137: Resultados para $C=5\text{pF}$ con NIC no lineal	96
Figura 138: Resultados para $C=10\text{pF}$ con NIC no lineal	97
Figura 139: Resultados para $C=15\text{pF}$ con NIC no lineal	97
Figura 140: Resultados para $C=20\text{pF}$ con NIC no lineal	98
Figura 141: Resultados para $C=50\text{pF}$ con NIC no lineal	98
Figura 142: Resultados para $C=100\text{pF}$ con NIC no lineal	99
Figura 143: Resultados para L con valores por defecto para NIC no lineal	100
Figura 144: Resultados para $L=0.1\text{nH}$ con NIC no lineal.....	100
Figura 145: Resultados para $L=1\text{nH}$ con NIC no lineal.....	101
Figura 146: Resultados para $L=20\text{nH}$ con NIC no lineal.....	101
Figura 147: Resultados para $L=30\text{nH}$ con NIC no lineal.....	102
Figura 148: Resultados para $L=50\text{nH}$ con NIC no lineal.....	102
Figura 149: Resultados para $L=100\text{nH}$ con NIC no lineal.....	103
Figura 150: Resultados para $L=250\text{nH}$ con NIC no lineal.....	103
Figura 151: Resultados para R para valores por defecto con NIC no lineal	104
Figura 152: Resultados para $R=10\Omega$ con NIC no lineal	105
Figura 153: Resultados para $R=20\Omega$ con NIC no lineal	105
Figura 154: Resultados para $R=50\Omega$ con NIC no lineal	106
Figura 155: Resultados para $R=70\Omega$ con NIC no lineal	106
Figura 156: Resultados para $R=100\Omega$ con NIC no lineal	107
Figura 157: Resultados para $R=100\Omega$ con NIC no lineal	107
Figura 158: Resultados para $R=500\Omega$ con NIC no lineal	108
Figura 159: NIC1 no lineal con condensador a invertir	109
Figura 160: Condensador a invertir.....	109
Figura 161: Resultado de inversión con NIC con transistor BFP193	110
Figura 162: Polarización para transistor BFP193	110
Figura 163: Red de polarización para transistor BFP193	111
Figura 164: Resultado de herramienta TxLine para línea de 50Ω	112
Figura 165: Circuito de polarización completo (sin líneas) para transistor BFP193	112
Figura 166: Resultados de inversión con red de polarización sin líneas.....	113

Figura 167: Red de polarización con líneas para cada transistor del NIC	114
Figura 168: Resultados inversión con red de polarización de cada transistor con líneas	115
Figura 169: Layout de transistor BFP193	115
Figura 170: Layout de resistencia y condensador 0402	116
Figura 171. Layout para bobina 1206	116
Figura 172: Layout para cada transistor	117
Figura 173: NIC con líneas para conexión y condensador a invertir	118
Figura 174: Layout del NIC completo	119
Figura 175: Medidas de layout del NIC completo	120
Figura 176: Resultados de inversión con NIC completo	121
Figura 177: Imagen del NIC fabricado	121
Figura 178: Convertidor de impedancia negativa aplicado a monopolo [33]	125
Figura 179: Comparación entre antena con Non-Foster y antena con pérdidas [1].....	125
Figura 180: Antena hilo con pérdidas y dipolo eléctricamente pequeño adaptado con redes de Non-Foster [1].....	126
Figura 181: Mejora de la SNR del dipolo adaptado con redes de Non-Foster con respecto a antena con pérdidas [1].....	126
Figura 182: Esquema simplificado de monopolo eléctricamente pequeño [1]	127
Figura 183: Adaptación negativa LC [1]	127
Figura 184: V_{LC} a la entrada del NIC con 100mW entregados a r [1]	127
Figura 185: Adaptación con redes de Non-Foster [1]	128
Figura 186: Comparación en eficiencia y en ganancia de transmisión para red de Non- Foster y red pasiva.	128
Figura 187: Monopolo del artículo [35].....	129
Figura 188: S_{11} de la antena del artículo [35]	130
Figura 189: Antena monopolo conectada en serie con un condensador negativo [35]...	130
Figura 190: Reactancia antena con red de Non-Foster y sin red de adaptación [35].....	131
Figura 191: Ganancia de transducción para antena con red de Non-Foster y para antena sin red de adaptación [35]	131
Figura 192: Resultados de medida de la antena con red de Non-Foster [35]	132
Figura 193: Resultados obtenidos cambiando valores de L en artículo [34]	134
Figura 194: Circuito equivalente del elemento inductor de antena Z [34]	135
Figura 195: Circuito con NIC para el circuito equivalente de antena Z [34].....	135
Figura 196: Circuito convertidor de impedancias flotante [34]	135
Figura 197: Unión de NIC con antena	136
Figura 198: Medida de adaptación de antena Z	137
Figura 199: Impedancia de antena Z	137
Figura 200: Unión NIC con antena Z en Microwave Office	138
Figura 201: Impedancia de antena Z con NIC con inversión de C	138
Figura 202: Adaptación de antena Z con NIC con inversión de C	139
Figura 203: NIC para unir con antena Z	139
Figura 204: Layout de NIC a unir con antena Z	140
Figura 205: Simulación de impedancia de NIC con antena Z	140
Figura 206: Simulación de adaptación de NIC con antena Z	141
Figura 207: Adaptación con NIC invirtiendo condensador y bobina [1].....	141
Figura 208: Adaptación con NIC invirtiendo condensador y bobina en AWR	142
Figura 209: Impedancia para adaptación con NIC invirtiendo condensador y bobina ...	142
Figura 210: Simulación de adaptación con NIC invirtiendo condensador y bobina.....	143
Figura 211: NIC para inversión de L y C	143
Figura 212: Layout para NIC para inversión de L y C	144

Figura 213: Impedancia de antena Z con NIC con inversión de C y L con líneas.....	144
Figura 214: Adaptación de antena Z con NIC con inversión de C y L con líneas.....	145
Figura 215: Diagrama de Gantt del proyecto	152
Figura 216: NIC1	161
Figura 217: Resultados NIC1 ideal	162
Figura 218: NIC2	163
Figura 219: Resultados NIC2 ideal	163
Figura 220: NIC3	164
Figura 221: Resultados con NIC3	164
Figura 222: NIC4	165
Figura 223: Resultados NIC4 ideal	165
Figura 224: NIC5	166
Figura 225: Resultados NIC5 ideal	166
Figura 226: NIC6	167
Figura 227: Resultados NIC6 ideal	167
Figura 228: NIC7	168
Figura 229: Resultados NIC7 ideal	168
Figura 230: NIC8	169
Figura 231: Resultados NIC8 ideal	169
Figura 232: NIC9	170
Figura 233: Resultados NIC9 ideal	170
Figura 234: NIC10	171
Figura 235: Resultados NIC10 ideal	171
Figura 236: NIC11	172
Figura 237: Resultados NIC11 ideal	172
Figura 238: NIC12	173
Figura 239: Resultados NIC12 ideal	173
Figura 240: NIC12b	174
Figura 241: Resultados de NIC12b ideal	174
Figura 242: Resultados para inversión de C con NIC1 con transistor lineal	175
Figura 243: Resultados para L y NIC1 con transistor lineal	175
Figura 244: Resultados para R y NIC1 con transistor lineal.....	176
Figura 245: Resultados para C y NIC2 con transistor lineal.....	177
Figura 246: Resultados para L y NIC2 con transistor lineal.....	177
Figura 247: Resultados para R y NIC2 con transistor lineal.....	178
Figura 248: Resultados para C y NIC3 con transistor lineal.....	178
Figura 249: Resultados para L y NIC3 con transistor lineal.....	179
Figura 250: Resultados para R y NIC3 con transistor lineal.....	179
Figura 251: Resultados para C y NIC4 con transistor lineal.....	180
Figura 252: Resultados para L y NIC4 con transistor lineal.....	180
Figura 253: Resultados para R y NIC4 con transistor lineal.....	181
Figura 254: Resultados para C y NIC5 con transistor lineal.....	181
Figura 255: Resultados para L y NIC5 con transistor lineal.....	182
Figura 256: Resultados para R y NIC5 con transistor lineal.....	182
Figura 257: Resultados para C y NIC6 con transistor lineal.....	183
Figura 258: Resultados para L y NIC6 con transistor lineal.....	183
Figura 259: Resultados para R y NIC6 con transistor lineal.....	184
Figura 260: Resultados para C y NIC7 con transistor lineal.....	184
Figura 261: Resultados para L y NIC7 con transistor lineal.....	185
Figura 262: Resultados para R y NIC7 con transistor lineal.....	185

Figura 263: Resultados para C y NIC8 con transistor lineal.....	186
Figura 264: Resultados para L y NIC8 con transistor lineal.....	186
Figura 265: Resultados para R y NIC8 con transistor lineal.....	187
Figura 266: Resultados para C y NIC9 con transistor lineal.....	187
Figura 267: Resultados para L y NIC9 con transistor lineal.....	188
Figura 268: Resultados para R y NIC9 con transistor lineal.....	188
Figura 269: Resultados para C y NIC10 con transistor lineal.....	189
Figura 270: Resultados para L y NIC10 con transistor lineal.....	189
Figura 271: Resultados para R y NIC10 con transistor lineal.....	190
Figura 272: Resultados para C y NIC11 con transistor lineal.....	190
Figura 273: Resultados para L y NIC11 con transistor lineal.....	191
Figura 274: Resultados para R y NIC11 con transistor lineal.....	191
Figura 275: Resultados para C y NIC12 con transistor lineal.....	192
Figura 276: Resultados para L y NIC12 con transistor lineal.....	192
Figura 277: Resultados para R y NIC12 con transistor lineal.....	193
Figura 278: Resultados para C y NIC12b con transistor lineal.....	193
Figura 279: Resultados para L y NIC12b con transistor lineal.....	194
Figura 280: Resultados para R y NIC12b con transistor lineal.....	194
Figura 281: Resultados para C y NIC1 no lineal.....	195
Figura 282: Resultados para L y NIC1 no lineal.....	195
Figura 283: Resultados para R para NIC1 no lineal.....	196
Figura 284: Resultados de C para NIC2 no lineal.....	196
Figura 285: Resultados de L para NIC2 no lineal.....	197
Figura 286: Resultados de R para NIC2 no lineal.....	197
Figura 287: Resultados para C para NIC3 no lineal.....	198
Figura 288: Resultado para L para NIC3 no lineal.....	198
Figura 289: Resultado para R para NIC3 no lineal.....	199
Figura 290: Resultados para C para NIC4 no lineal.....	199
Figura 291: Resultados para L para NIC4 no lineal.....	200
Figura 292: Resultados para R para NIC4 no lineal.....	200
Figura 293: Resultados de C para NIC 5 no lineal.....	201
Figura 294: Resultados para L para NIC5 no lineal.....	201
Figura 295: Resultados para R para NIC5 no lineal.....	202
Figura 296: Resultado para C para NIC6 no lineal.....	202
Figura 297: Resultado para L para NIC6 no lineal.....	203
Figura 298: Resultado para R para NIC6 no lineal.....	203
Figura 299: Resultado para C para NIC7 no lineal.....	204
Figura 300: Resultados para L para NIC7 no lineal.....	204
Figura 301: Resultados para R para NIC7 no lineal.....	205
Figura 302: Resultados para C para NIC8 no lineal.....	205
Figura 303: Resultados para L para NIC8 no lineal.....	206
Figura 304: Resultados para R para NIC8 no lineal.....	206
Figura 305: Resultado para C para NIC9 no lineal.....	207
Figura 306: Resultado para L para NIC 9 no lineal.....	207
Figura 307: Resultado para R para NIC9 no lineal.....	208
Figura 308: Resultado para C para NIC10 no lineal.....	208
Figura 309: Resultado para L para NIC10 no lineal.....	209
Figura 310: Resultado para R para NIC10 no lineal.....	209
Figura 311: Resultados para C para NIC11 no lineal.....	210
Figura 312: Resultados para L para NIC11 no lineal.....	210

Figura 313: Resultados para R para NIC11 no lineal	211
Figura 314: Resultado para C para NIC12 no lineal	211
Figura 315: Resultado para L para NIC12 no lineal	212
Figura 316: Resultado para R para NIC12 no lineal	212
Figura 317: Resultados para C para NIC12b no lineal	213
Figura 318: Resultados para L para NIC12b no lineal.....	213
Figura 319: Resultados para R para NIC12b no lineal	214

Índice de tablas

Tabla 1: Resultados para distintos valores de A en antena de línea de meandro y plano de masa 500x500x1.5.....	25
Tabla 2: Resultados para distintos valores de B en antena de línea de meandro y plano de masa 500x500x1.5.....	25
Tabla 3: Resultados para distintos valores de C en antena de línea de meandro y plano de masa 500x500x1.5.....	25
Tabla 4: Resultados para distintos valores de A en antena de línea de meandro y plano de masa 150x150x1.5.....	25
Tabla 5: Resultados para distintos valores de B en antena de línea de meandro y plano de masa 150x150x1.5.....	26
Tabla 6: Resultados para distintos valores de C en antena de línea de meandro y plano de masa 150x150x1.5.....	26
Tabla 7: Principales parámetros de antena de línea de meandro a fabricar	28
Tabla 8: Resultados de simulación de antena EZ.....	31
Tabla 9: Resultados de medida de antena de línea de meandro	39
Tabla 10: Principales parámetros para primer diseño de antena Z	44
Tabla 11: Frecuencias de resonancia para distintos valores del monopolo en antena Z...	46
Tabla 12: Principales parámetros de antena Z para monopolo de altura 18	47
Tabla 13: Principales parámetros para antena Z variando espesor de substrato	49
Tabla 14: Parámetros para la antena Z a fabricar.....	50
Tabla 15: Resultados de simulación de antena EZ.....	53
Tabla 16: Resultados de medida de antena Z.....	60
Tabla 17: NICs bajo estudio.....	68
Tabla 18: Resultados de inversión para NIC ideales	71
Tabla 19: Resultados de inversión para NIC con transistores lineales	72
Tabla 20: Resultados de inversión para NICs con transistores no lineales.....	77
Tabla 21: Diferencia relativa y frecuencia límite para inversión con distintos valores de C con NIC lineal	83

Tabla 22: Diferencia relativa y frecuencia límite para inversión con distintos valores de L con NIC lineal	88
Tabla 23: Diferencia relativa y frecuencia límite para inversión con distintos valores de R con NIC lineal	93
Tabla 24: Diferencia relativa y frecuencia límite para inversión con distintos valores de C para NIC no lineal	99
Tabla 25: Diferencia relativa y frecuencia límite para inversión con NIC con lineal con distintos valores de L	103
Tabla 26: Diferencia relativa y frecuencia límite para inversión de distintos valores de R con NIC no lineal	108
Tabla 27: Presupuesto del proyecto	152
Tabla 28: Factores de inversión de los NICs en los tres casos (ideales, lineales y no lineales)	214
Tabla 29: Factores de inversión medios de los NICs	215

Capítulo 1

Introducción y objetivos

1.1 Introducción

Este proyecto se puede dividir en dos partes. La primera de ellas consiste en el desarrollo de dos antenas eléctricamente pequeñas. La segunda trata de construir una red de Non-Foster, cuyo elemento principal es un NIC. Un último paso consistiría en la unión de estas dos partes de forma que se mejorará la adaptación de la antena por medio de esta red de Non-Foster.

En referencia a la primera parte, se desarrollarán dos antenas, catalogadas en [16] como *antenas inspiradas en metamateriales*. En ellas, no aparecen partículas metamateriales como tal sino que se mejoran sus propiedades a través de la inclusión de un elemento parásito. De hecho, estas antenas se encuentran bastante adaptadas y se habla de un elemento interno de adaptación en contraposición con la teoría tradicional que habla de redes externas de adaptación. Esta es por tanto, una característica importante, en el sentido de mantener un tamaño pequeño y que las antenas se puedan seguir considerando como eléctricamente pequeñas.

El estudio de estas antenas se realizará en la banda de frecuencias UHF, no llegándose nunca a frecuencias superiores a los 800MHz.

Las antenas eléctricamente pequeñas se caracterizan por tener un alto factor de calidad, debido a que la mayoría de la potencia de entrada se almacena en la región de campo cercano reactiva y muy poca es radiada en la región de campo lejano. Esto supone que las impedancias son fuertemente reactivas con resistencias de radiación bajas. Por lo

tanto, se debe incrementar la resistencia de radiación y/o reducir la reactancia de la antena para decrementar dicho factor de calidad y para conseguir aumentar su eficiencia.

Con este objetivo, si queremos introducir una red de adaptación, la primera opción que viene a la mente es la de las redes pasivas. Sin embargo, para las antenas eléctricamente pequeñas, estas redes presentan unas grandes limitaciones debido a la teoría ganancia-ancho de banda, es decir, anchos de banda estrechos implican grandes ganancias pero si queremos un mayor ancho de banda, la ganancia decrece. En el caso de transmisores, esto nos lleva a que la eficiencia de potencia sea baja mientras que en los receptores, la relación señal a ruido será pequeña.

Otra posibilidad para superar este problema e incrementar el ancho de banda es añadir pérdidas a la antena y/o a las redes de adaptación pasivas. Sin embargo, esto conlleva que la eficiencia, ya de por sí baja, se vea perjudicada.

La solución que se propone aquí consiste en utilizar las redes de Non-Foster para conseguir mantener tanto el ancho de banda, como la ganancia y la eficiencia. Las técnicas de adaptación basadas en formas de Non-Foster introducen redes activas para conseguir inductores y capacidades negativas, lo que permite evitar las limitaciones de la teoría ganancia-ancho de banda. Para la realización de los inductores y las capacidades negativas se utilizan NICs (*Negative Impedance Converters*), de los que se propondrán varios modelos ya existentes y se realizará un estudio para elegir el que mejor se adapta a nuestras necesidades. Estos NICs se han utilizado con anterioridad en frecuencias bajas. Sin embargo, su utilización en la banda de microondas ha sido, prácticamente, inexistente.

Para poder desarrollar la antena junto con las redes de Non-Foster, debemos realizar un modelo de dicha antena, partiendo de los resultados obtenidos al realizar la medida de su impedancia. Con este modelo, podremos adaptar la antena con las redes de Non-Foster para conseguir compensar su fuerte reactancia.

Nuestro objetivo, por tanto, es conseguir mejorar las características de las antenas a través de la inclusión de las redes de Non-Foster aumentando su adaptación y mejorando su eficiencia al conseguir reducir su reactancia y mejorar su resistencia de radiación.

1.2 Objetivos

El objetivo fundamental de este proyecto es conseguir la realización de antenas eléctricamente pequeñas con una buena adaptación sin que se vean menoscabadas otras de sus características. En base a ese objetivo principal, se proponen los siguientes objetivos parciales:

- Estudio de varios modelos de antenas eléctricamente pequeñas para ver la necesidad de mejorar sus características.
- Estudio de distintos NICs en las frecuencias de microondas para elegir aquel con mejores prestaciones para nuestra antena.
- Desarrollo de un modelo para la antena que nos permita introducir la red de Non-Foster correspondiente.

- Conseguir adaptar la antena con la red de Non Foster desarrollada y evaluar los resultados obtenidos.

1.3 Fases del desarrollo

Las fases de desarrollo han sido las siguientes:

- Desarrollo de antenas eléctricamente pequeñas en la banda de UHF.
- Construcción y medida de las anteriores antenas.
- Estudio de distintos tipos de NICs.
- Desarrollo de redes de Non-Foster activas para mejorar las características de adaptación de las anteriores antenas.
- Simulación de la red de Non-Foster junto con las antenas anteriormente desarrolladas.

1.4 Medios empleados

Para el desarrollo de este proyecto se utilizarán dos programas principalmente:

- Para la simulación de las antenas eléctricamente pequeñas utilizaremos el programa CST Microwave Studio dentro del paquete CST Studio Suite.
- Para el desarrollo de las redes de Non-Foster se usará el programa Microwave Office de AWR.

Para las medidas de las antenas así como de las redes de Non-Foster, se utilizará la instrumentación propia del laboratorio de radiofrecuencia, principalmente un analizador de redes.

Para la medida del diagrama de radiación, se ha de utilizar la cámara anecoica de la que dispone el laboratorio, que cuenta con una sonda basada en bocinas con cuatro flejes (*ridges*) modelo 3164-07. Los resultados que se obtienen de la cámara anecoica son recogidos por un analizador de redes y son procesados en el ordenador con el programa Matlab.

1.5 Estructura de la memoria

Para facilitar la lectura de la memoria, se incluye a continuación un breve resumen de cada capítulo.

En el capítulo 2 se llevará a cabo una introducción en la que estudiará el estado del arte en el campo de las antenas eléctricamente pequeñas. Partiendo de su definición, se explicarán sus características y se verá la necesidad de introducir elementos que mejoren sus propiedades. Se desarrollarán dos modelos, la antena de línea de meandro y la antena Z. Para cada una de ellas, estudiaremos los resultados expuestos en los

Capítulo 1: Introducción y objetivos

respectivos artículos que los propusieron. De este modo, se llegará para cada una de ellas a un modelo de fabricación, del que se presentarán sus características y los resultados de la medida de su adaptación, diagrama de radiación, ganancia, directividad y eficiencia.

En el capítulo 3 se explicarán en qué consisten las redes de Non-Foster, particularizando en el estudio de los NICs. Se realizará un estudio del estado del arte y se presentarán sus principales propiedades. Se propondrán trece NICs distintos de los que se estudiarán sus características en cuanto a inversión de condensadores, bobina y resistencias (estudio en detalle en el anexo). Estos NICs se analizarán de forma ideal, con transistores con modelado lineal y con transistores con modelado no lineal. Una vez elegido el NIC que mejor se adapta a nuestras necesidades, se llevará a cabo un estudio concreto para este NIC seleccionado, comprobando para distintos valores de condensadores, bobinas y resistencias, cuáles son sus características en inversión. Este último análisis se realizará tanto para un modelado lineal como no lineal de los transistores. A continuación, se explicará la red de polarización necesaria y se llevará a cabo el layout necesario para su fabricación.

En el capítulo 4, se intentan juntar las ideas de los dos capítulos anteriores. De este modo, se propone un modelo para la antena Z de forma que se pueda adaptar con el NIC propuesto en el capítulo 3.

Para terminar, se expondrán las conclusiones del trabajo, las aportaciones y las líneas futuras de investigación, así como el presupuesto que ha sido necesario.

Capítulo 2

Antenas eléctricamente pequeñas

2.1 Introducción

Las antenas eléctricamente pequeñas han sido y continúan siendo una importante rama de investigación. Hemos de tener en cuenta que debido a sus propiedades, pueden ser usadas en cualquier ámbito wireless, ya sea para comunicación móvil, Bluetooth, WIFI o sistemas de radionavegación como GPS. Para este tipo de aplicaciones, es preferible que la antena eléctricamente pequeña tenga una gran eficiencia y un gran ancho de banda. Sin embargo, como se explica en [4]-[6], hay contradicciones entre las dimensiones de la antena física, su ancho de banda y su eficiencia de radiación.

La impedancia de una antena eléctricamente pequeña es altamente reactiva. En 1947, Wheeler [5] indicó que su reactancia se incrementa linealmente cuando decrece su longitud eléctrica. Además, mostró que la resistencia de radiación decrece con el cuadrado de la longitud eléctrica. A partir de esto, Wheeler concluyó que el factor de potencia de radiación de la antena decrece con la tercera potencia de la longitud eléctrica. Sin embargo, actualmente es más común referirse al inverso de este factor de potencia, que es el factor de calidad Q . Por tanto, podemos decir que el factor Q de una antena eléctricamente pequeña crece de forma inversamente proporcional a la tercera potencia de la longitud eléctrica $k \cdot a$.

Según [3], para una antena eléctricamente pequeña rodeada de una esfera de radio a , el ancho de banda fraccional a la frecuencia de resonancia f_o está limitado

Capítulo 2: Antenas eléctricamente pequeñas

aproximadamente por $2 \cdot \frac{(ka)^3}{RE}$, donde k es el número de onda en espacio libre $k = \frac{2\pi}{\lambda_o}$, $\lambda_o = \frac{c}{f_o}$ la longitud de onda en espacio libre a la frecuencia de resonancia con c la velocidad de la luz en espacio libre y RE , la eficiencia de radiación.

En este punto, se deberían explicar los conceptos clave de eficiencia de radiación y eficiencia total, con los que vamos a tratar. Según [16], sea P_{in} la potencia de entrada de la fuente y Z_o , la impedancia característica de la fuente y de la línea de alimentación, es decir, asumimos que la línea de alimentación está adaptada a la fuente. Se define Z_{in} como la impedancia de entrada de la antena, por lo que el coeficiente de reflexión de la antena será:

$$\Gamma = \frac{Z_{ant} - Z_o}{Z_{ant} + Z_o} \quad (1)$$

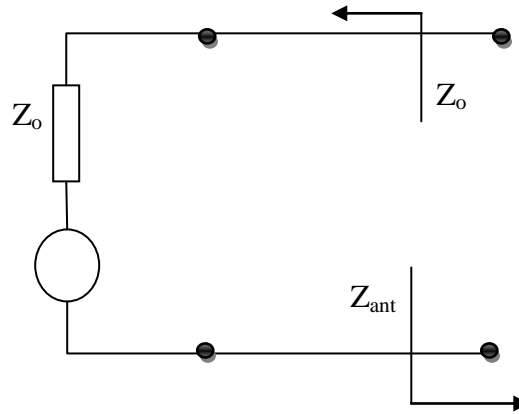


Figura 1: Definición de impedancias

La potencia aceptada por la antena será:

$$P_{acc} = 1 - |\Gamma|^2 P_{in} \quad (2)$$

Donde la desadaptación o eficiencia de potencia aceptada será:

$$e_{radiation} = \frac{P_{acc}}{P_{in}} = 1 - |\Gamma|^2 \quad (3)$$

Si consideramos el caso general donde la impedancia vista desde la antena hacia la línea, no sea Z_o sino una impedancia conjugada cualquiera Z_{in} , tenemos:

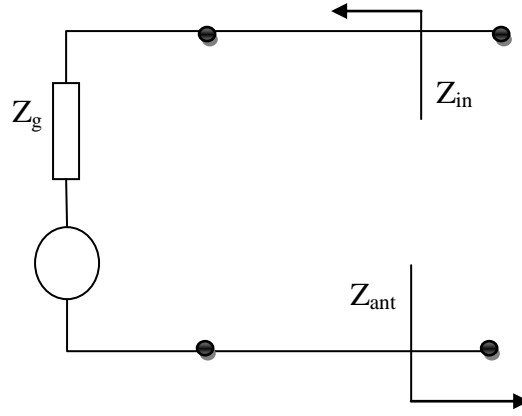


Figura 2: Caso general de definición de impedancias

El coeficiente Γ pasaría a ser el coeficiente de reflexión conjugada ρ , que se definiría como:

$$\rho = \frac{Z_{ant} - Z_{int}^*}{Z_{ant} + Z_{int}} \quad (4)$$

La eficiencia de radiación es el ratio entre la potencia total radiada y la potencia aceptada tal y como vemos en la figura 3. Esta eficiencia describe la cantidad de potencia que se propaga en el campo lejano con respecto a la que ha sido entregada en los terminales de la antena, es decir:

$$RE = \frac{P_{rad}}{P_{acc}} \quad (5)$$

La eficiencia total, por el contrario, tiene en cuenta todas las posibles pérdidas en un sistema. Esta eficiencia es la relación entre la potencia total radiada y la potencia de entrada. Para una fuente de 1W, describe la porción de vatios que son radiados en campo lejano.

$$OE = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (6)$$

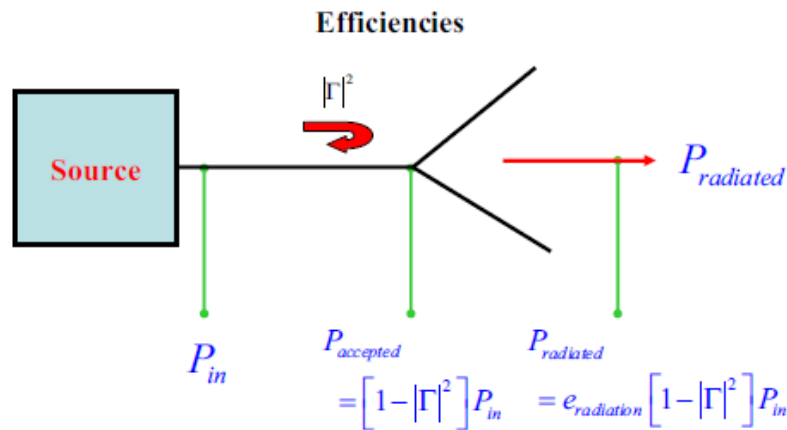


Figura 3: Potencia de radiación y potencia total de una antena [18]

Cabe destacar que en la imagen anterior cambiaría Γ por ρ si estuviéramos en el caso general que se presenta en la figura 2.

Volviendo a la descripción de la antena eléctricamente pequeña, podemos indicar que, para una antena en espacio libre, se dice que es eléctricamente pequeña si $k \cdot a \leq 1$, lo que significa, según [5], que está contenida en la esfera de Wheeler.

Si hay un plano de conductor eléctrico perfecto infinito (PEC) presente, el criterio se reduce a $k \cdot a \leq 0.5$, ya que sólo la mitad de la esfera está involucrada. Sin embargo, aunque el plano de masa PEC será finito, seguiremos manteniendo el criterio.

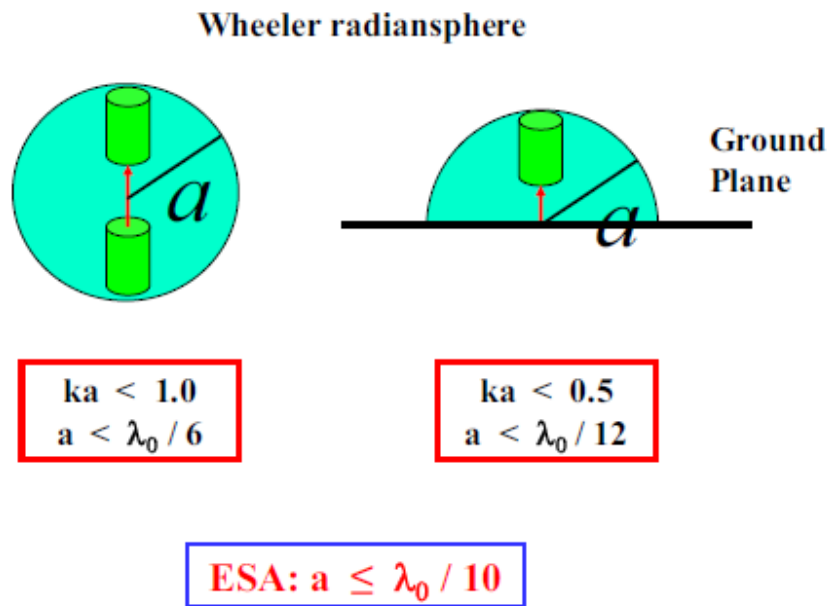


Figura 4: Criterio de definición de una antena eléctricamente pequeña [18]

En una antena se busca que tenga un ancho de banda significativo, una considerable eficiencia, que sea eléctricamente pequeña, así como su facilidad para la construcción y un bajo coste. Sin embargo, estos requerimientos no se suelen cumplir en una antena eléctricamente pequeña tradicional. Por ejemplo, sin una red de adaptación, una antena eléctricamente pequeña tiene una baja eficiencia total debido a su resistencia y reactancia de entrada que están pobremente adaptadas a la fuente de 50Ω . El diseño de la necesaria red de adaptación, a veces añade otras restricciones al sistema. Por ejemplo, como se indica en [16], una solución podría ser introducir la reactancia conjugada, para conseguir una reactancia de entrada cero, y después, un transformador $\lambda/4$ para adaptar la baja resistencia de entrada a la resistencia de la fuente. Sin embargo, de este modo, el sistema total, antena y red de adaptación, ya no es eléctricamente pequeño, como se ve en la siguiente figura:

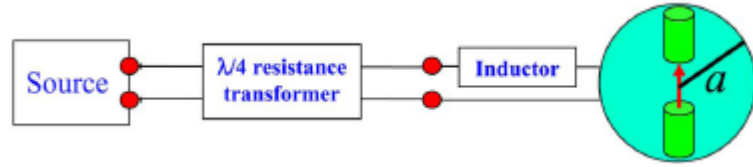


Figura 5: Sistema total de antena eléctricamente pequeña tradicional [16]

Ziolkowski, en cuyos artículos vamos a basar esta parte del proyecto, propone en [16], lo que él llama *antena eléctricamente pequeña eficiente*, donde todo el sistema, antena y red de adaptación, están contenidos dentro de la esfera, tal y como se aprecia en la siguiente figura:

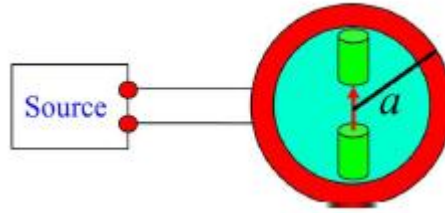


Figura 6: Antena eléctricamente pequeña eficiente [16]

Ziolkowski propone por tanto un paradigma distinto: la introducción de un elemento parásito eléctricamente pequeño en el extremo del campo cercano de la antena de forma que se utilicen mejor el volumen de la antena eléctricamente pequeña para conseguir la adaptación de la impedancia de entrada del sistema resultante.

La introducción de los llamados *metamateriales*, materiales artificiales con exóticas propiedades que dan lugar a respuestas electromagnéticas no disponibles en la naturaleza, permiten un diseño alternativo que mejora las características de los sistemas de radiación. De este modo, se puede llegar a conseguir una eficiencia de radiación cercana a la unidad para el caso de metamateriales ideales sin pérdidas. Para una mayor claridad, cabe destacar que los metamateriales son materiales artificiales cuyos valores de permitividad y permeabilidad pueden ser diseñados (positivos o negativos) tal y como vemos en la figura:

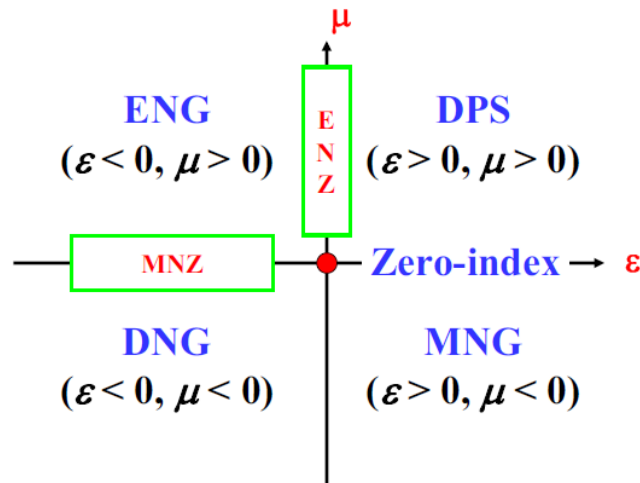


Figura 7: Variación de valores de permitividad y permeabilidad [18]

En concreto Ziolkowski introduce en [7] la siguiente idea: un material ENG (con ϵ negativa) de naturaleza inductiva se puede usar para compensar la naturaleza capacitiva de una antena dipolo eléctricamente pequeña, formando así un sistema resonante.

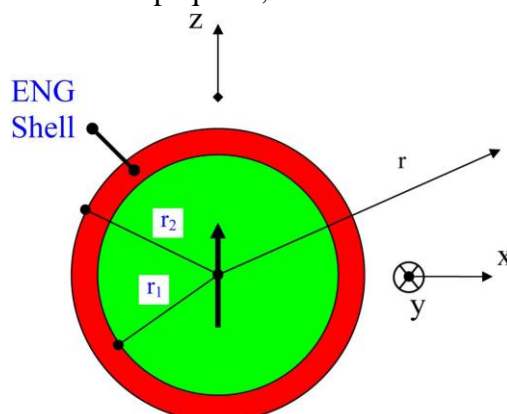


Figura 8: Dipolo con celda ENG [7]

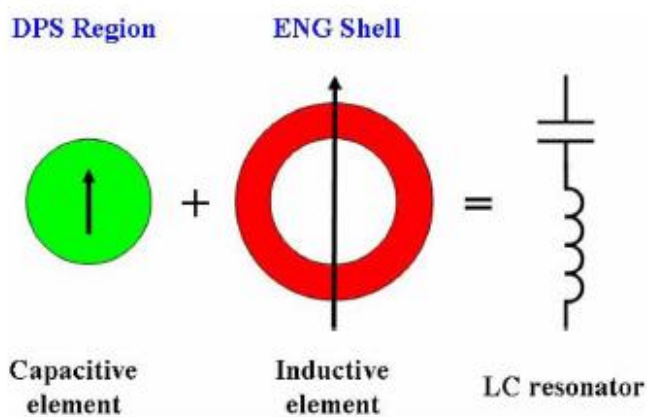


Figura 9: Formación de sistema resonante [7]

De esta forma, se quiere conseguir que la antena tenga un buen ancho de banda y una buena eficiencia. Del mismo modo, para un monopolo alimentado por coaxial, se tiene:

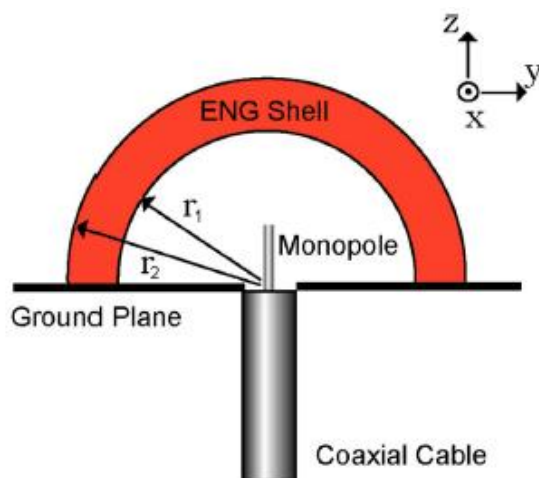


Figura 10: Monopolo con celda ENG [7]

En [7] se indica que consiguieron simular estas antenas llegándose a resultados que demuestran que son eficientes y que tienen un ancho de banda que supera el límite de Chu [4] sin que esto afecte a sus diagramas de radiación.

Sin embargo, nosotros nos vamos a interesar en el concepto de *Metamaterial-Inspired Efficient Electrically Small Antennas*, es decir, antenas eléctricamente pequeñas eficientes inspiradas en metamateriales, que desarrolla Ziolkowski en [16]. Con ello, nos estamos refiriendo a que la adaptación de la reactancia y de la resistencia se consigue, no con un medio metamaterial, sino con un elemento cuya inclusión puede ser usada para diseñar un medio ENG, MNG o DNG. Es decir, se trata de una evolución del modelo presentado en [10], ya que se llevan a cabo realizaciones prácticas equivalentes a la celda ENG. Se debe por tanto, buscar un elemento que actúe como ENG y que siga ofreciendo los resultados que, de forma teórica, se presentan en [7]. Estos elementos serán presentados y analizados en los apartados 2.2.2 y 2.2.3.

Por otro lado, es importante presentar una definición para el ancho de banda. De este modo, el ancho de banda de una antena eléctricamente pequeña puede ser estimado por su valor de Q en relación con el límite de Chu. En particular, tal y como se indica en [34], si FBW es su ancho de banda fraccional, su valor de Q viene dado por:

$$Q = \frac{2}{FBW} \quad (7)$$

Este factor de calidad Q es una importante medida que se define como el ratio entre la energía eléctrica y magnética máximas almacenadas y la energía radiada ([4], [6]). En [4] se derivó un valor mínimo de Q llamado límite de Chu:

$$Q_{Chu} = \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka} \quad (8)$$

Este límite del factor de calidad de radiación, lo es, por tanto, también del ancho de banda de una antena eléctricamente pequeña que puede ser encerrada dentro de una esfera de radio efectivo a . Sólo se alcanzará el límite de Chu si la antena utiliza de forma eficiente el volumen disponible dentro de la esfera de radiación.

Para un valor alto de Q , el ancho de banda de la antena es aproximadamente dos veces el recíproco de Q . Por lo tanto, el límite inferior de Q define el máximo ancho de banda que se puede conseguir.

Teniendo en cuenta que la eficiencia de radiación de la antena es $RE = \frac{P_{rad}}{P_{acc}}$, tal y como se explica en la Figura 3, el límite inferior de Q se puede definir según [3] por:

$$Q_{lb} = RE \cdot Q_{Chu} \quad (9)$$

Por tanto, el límite de Chu especifica el mínimo Q que se puede conseguir para una antena de tamaño $k \cdot a$. De este modo, si disminuye el tamaño, aumenta la Q y se estrecha el ancho de banda. En nuestro caso, queremos que la Q sea baja por lo que

debemos tender al límite de Chu de modo que el ancho de banda aumente. Si se está cerca del límite de Chu, se puede conseguir hacer óptimo el volumen esférico que abarca la antena.

Ziolkowski [3] aplicó estas teorías consiguiendo en sus diseños $P_{acc} \approx P_{inp}$ para una completa adaptación y una RE muy cercana a la unidad, por lo que sus diseños tienen $OE \approx RE$.

Como todos sus diseños son de antenas eléctricamente pequeñas, la directividad es la del dipolo eléctricamente pequeño, por lo que la ganancia, $G = OE \cdot D$, es máxima.

Se han desarrollado varios límites inferiores de Q en [5] y [8]-[11] y se han diseñado varias antenas eléctricamente pequeñas que aproximan esos límites. Por ejemplo, el dipolo de casquete esférico considerado en [5] también se consideró en [8] y [12]. Su diámetro era 0.05λ , lo que hace que $k \cdot a = 0.17$, y considerando la eficiencia total 1, el ratio de Q ($Q_{ratio} = \frac{Q}{Q_{ib}}$) calculado en [8] fue 1.75. Sin embargo en [11] y [12] se consiguió 1.5.

Otro límite de Chu para antenas eléctricamente pequeñas fue introducido por Best en [13] con la antena esférica de hélice doblada. Con $ka \approx 0.263$, se midió un ratio de Q de 1.52 para la segunda frecuencia de resonancia $f_0 = 299.99$ MHz. Un array pequeño de acoplamiento esférico se introdujo en [14] y [15] con $ka \approx 0.54$ y ocho resonadores en anillo. Se consiguió un ratio de Q de 1.5.

Para sobrepasar el límite de Chu, son necesarias las redes de adaptación de Non-Foster ya que si tenemos inductores pasivos, el ancho de banda viene limitado por este límite de Chu. Con elementos activos se producen mejoras que desarrollaremos en los capítulos 3 y 4.

2.2 Desarrollo de antenas eléctricamente pequeñas

Las antenas que se van a desarrollar son de tipo monopolo. Sin embargo, para mejorar sus características, se le añadirá una estructura que permitirá tener grandes eficiencias sin necesidad de una red de adaptación externa, son las llamadas *antenas inspiradas en metamateriales* [16], ya explicadas anteriormente.

Los sistemas de *antenas eléctricamente pequeñas inspirados en metamateriales* tanto en 2D como en 3D son fáciles de diseñar y baratos de construir. Además tienen una adaptación natural a 50Ω así como altas eficiencias. Son también linealmente escalables en un gran ancho de frecuencias sin limitaciones considerables en la fabricación.

Al ser antenas basadas en monopolos, primero desarrollaremos tal estructura para ver sus características y sus posibles mejoras. De esta forma, podemos ver la necesidad de introducir los elementos ya nombrados.

2.2.1 Monopolo

Para empezar simularemos con *CST Microwave Studio* un monopolo a la frecuencia de 500MHz, que está en el margen de frecuencias con el que vamos a trabajar:

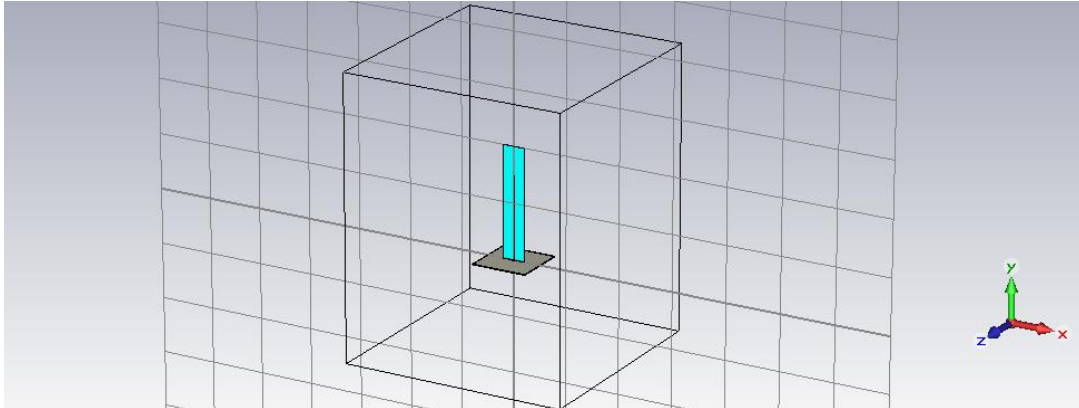


Figura 11: Monopolo a 500MHz

Las medidas son:

- Altura del monopolo: $\frac{\lambda}{4} = 0.150m$
- Anchura del monopolo: 1.5mm
- Espesor del monopolo: 0.035mm
- Altura del substrato: 200mm
- Anchura del substrato: 40mm
- Espesor del substrato: 0.787mm
- Plano de masa: 100x100x1.5mm

El substrato tiene una permitividad de 1 y el plano de masa es PEC (conductor eléctrico perfecto).

La alimentación se realiza con un puerto discreto de la siguiente forma:

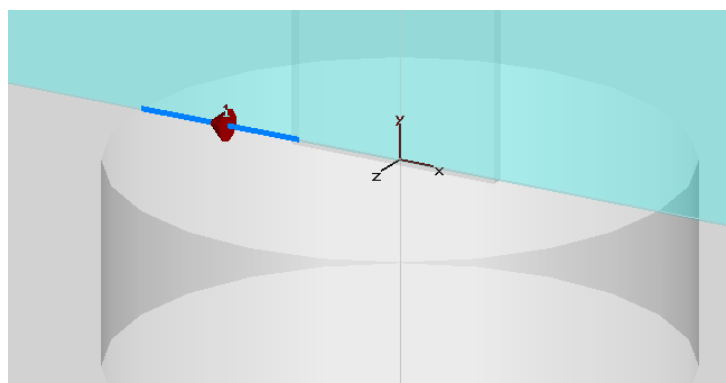


Figura 12: Puerto discreto en el monopolo

En el plano de masa se hace un agujero de radio 2.05mm (radio del posterior coaxial que se utilizará). El puerto se coloca entre el monopolo y el plano de masa.

Los resultados que se obtuvieron fueron los siguientes:

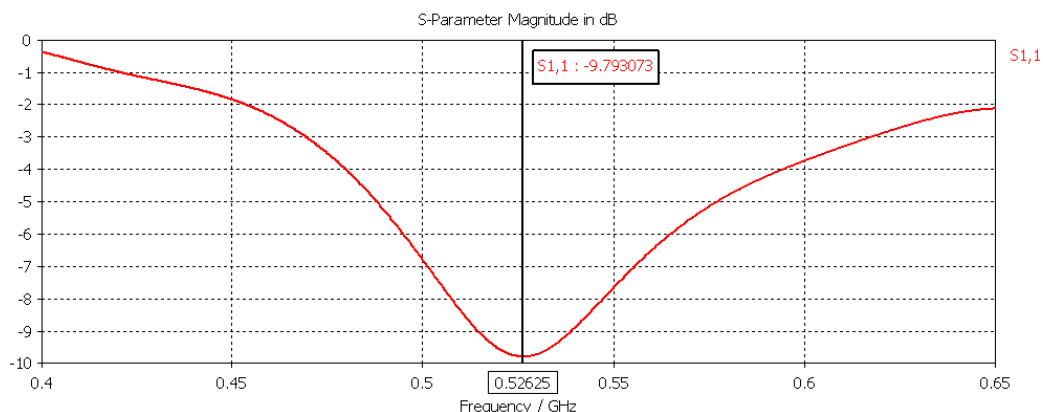


Figura 13: Valores de S₁₁ para monopolo a 500MHz

Como podemos observar, existe un pequeño desplazamiento hacia la derecha de la frecuencia de resonancia (526.25 MHz).

Las corrientes de superficie que se obtienen muestran que el monopolo está funcionando correctamente:

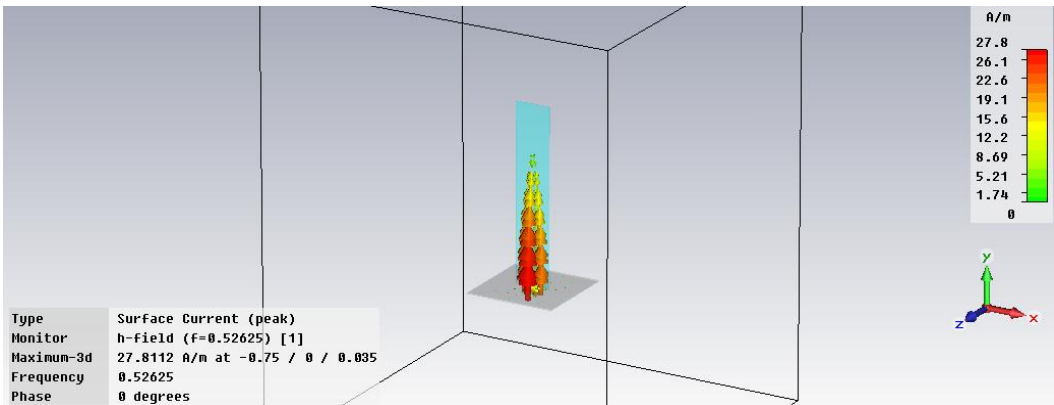


Figura 14: Corrientes de superficie para monopolo a 500MHz

El campo lejano del monopolo se puede observar en la siguiente figura:

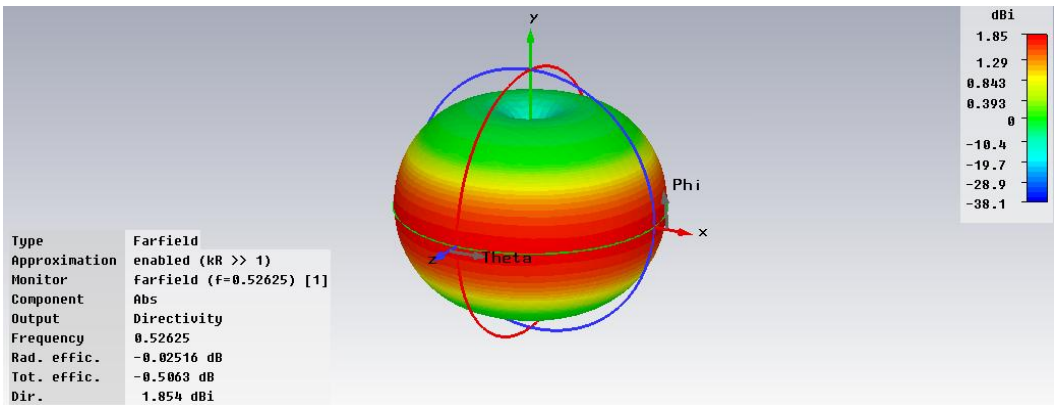


Figura 15: Campo lejano para monopolo a 500MHz

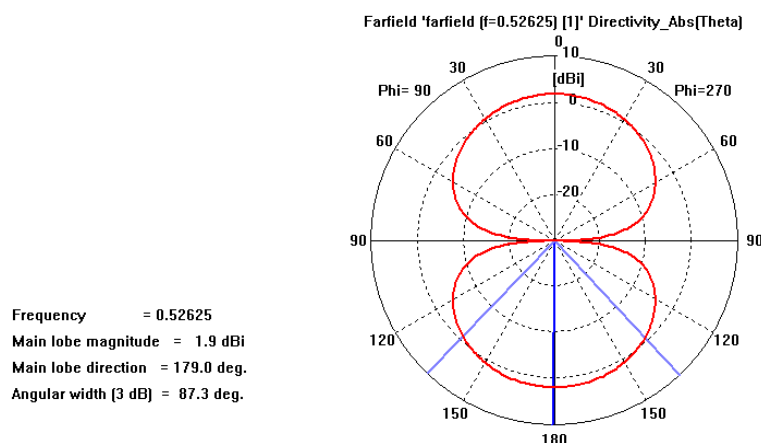


Figura 16: Diagrama de radiación para monopolo a 500MHz

En la figura anterior se puede observar que se obtiene la forma típica de radiación de un monopolo teniendo en cuenta que el plano de masa es finito y que los ejes de coordenadas no se encuentran colocados de la forma habitual, tal y como se aprecia en la figura 15.

De este modo, hemos podido comprobar que, aunque funciona de forma aceptable, el monopolo no está correctamente adaptado, ya que se considera una buena adaptación cuando el valor de S_{11} es menor de -10dB.

Otro factor importante a considerar es que el monopolo a esta frecuencia de 500MHz supone un tamaño de 15 cm. Con las antenas eléctricamente pequeñas que se van a desarrollar a continuación, podemos llegar a tamaños del orden de decenas de milímetros, lo que supone una fuerte ventaja para nuestros objetivos.

Si desarrollásemos un monopolo de una altura de 28mm (altura para antena de línea de meandro posterior) podemos observar que obviamente, resuena a una frecuencia mucho mayor (2.26GHz). A la frecuencia que a nosotros nos interesa (500MHz), la adaptación es prácticamente nula y la eficiencia total muy pequeña (0.025%). Por otro lado, la reactancia es muy grande (-463.77j) y la resistencia de radiación muy pequeña (0.986Ω).

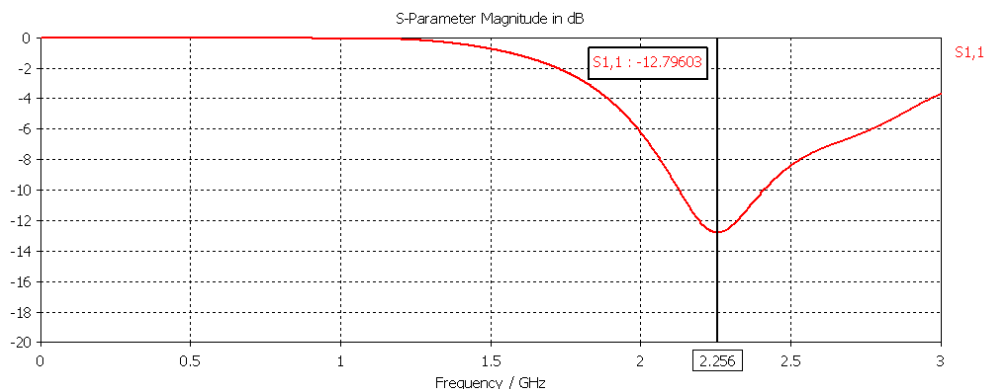


Figura 17: Adaptación para monopolo eléctricamente pequeño

Por lo tanto, y como ya se ha comentado, se hace necesario la inclusión de un elemento en la antena que consiga que, manteniendo el pequeño tamaño del monopolo, sus propiedades sean mejoradas. Por ello, vamos a estudiar dos tipos de estructuras que se encuentran desarrolladas en los artículos [16] y [3].

2.2.2 Antena EZ eléctrica en 2D (Antena de línea de meandro)

Se trata de una antena monopolo impresa eléctricamente pequeña con una estructura de línea de meandro sobre un plano finito de masa. La parte baja de la línea de meandro se conecta directamente al plano de masa finito.

Esta línea de meandro es el elemento equivalente a la celda ENG que podíamos ver en la figura 10.

Hemos podido comprobar que un monopolo eléctricamente pequeño por sí sólo tiene una baja eficiencia y es altamente reactivo. Del mismo modo, la adaptación no va a ser buena.

Al añadir la línea de meandro, que actúa como un medio ENG, vamos a poder comprobar que la adaptación va a ser buena y que las eficiencias van a ser muy altas. Sin embargo, el ancho de banda disminuirá de forma considerable.

El diseño se muestra en la Figura 18 [16]:

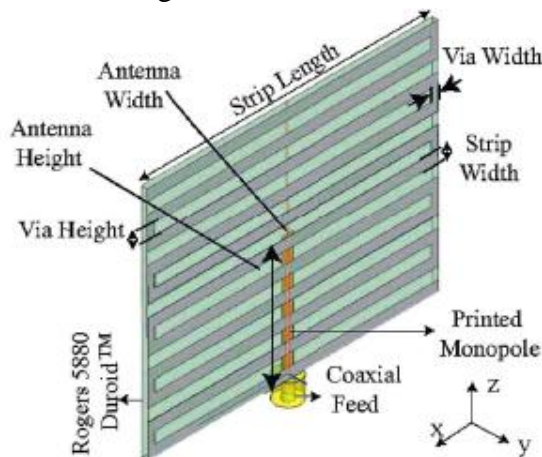


Figura 18: Antena eléctrica EZ 2D [16]

En el artículo [16] se indica que cálculos independientes llegan a la conclusión de que la línea de meandro actúa como un medio ENG, tal y como se ha comentado. Un metamaterial ENG es requerido para lograr la inductancia necesaria para conseguir un sistema resonante y llevar a cabo la adaptación de impedancias del monopolo con la fuente.

La superficie de cobre 2D de la línea de meandro sirve como un camino de corriente para la corriente inducida generada por la distribución de campo eléctrico de la antena monopolo alimentada a través del plano de masa finito PEC.

La línea de meandro en [16] está posicionada muy cerca del monopolo, aproximadamente $\lambda_0/275$, dando una gran inductancia que de nuevo permite que el sistema total actúe como un resonador RLC.

Otra explicación válida para las propiedades de la inductancia puede ser hecha si se ve el *strip* como una línea de transmisión acabada en cortocircuito. La impedancia compleja de esa línea de transmisión es inicialmente inductiva.

La línea de meandro entera puede ser pensada como una serie de inductores que son conducidos por la antena impresa y, por lo tanto, proporcionan bastante inductancia para conseguir el sistema adaptado necesario.

En dicho artículo, se muestran también una serie de características de esta antena, que posteriormente nos serán de gran ayuda para realizar nuestra propia antena:

- Incrementando la altura de la antena se mejora el acoplo del monopolo con la línea de meandro. Lo mismo se consigue haciendo un substrato más estrecho.
- El ancho de la antena afecta a la parte reactiva del sistema donde una anchura menor del dipolo impreso requiere un gran valor de inductancia para mantener el efecto resonante.
- La capacidad mutua entre los *strips* depende estrictamente de la distancia que los separa. Incrementando la distancia entre dos *strips* en la línea de meandro se reduce el acoplo mutuo y además, el comportamiento resonante pasa a bajas frecuencias.
- Incrementando la longitud del *strip* y disminuyendo la anchura se produce una mayor inductancia del sistema resonante. De nuevo, el fenómeno de resonancia puede ser explicado usando la teoría de líneas de transmisión. La antena propuesta es eléctricamente pequeña, por tanto, la longitud de cada *strip* tiene que ser mucho menor que $\lambda_0/4$. Consecuentemente, la impedancia característica de la línea de transmisión dada, es decir, el valor de la inductancia del diseño propuesto, debería incrementar como una función tangente cuando la longitud del *strip* se incremente y la longitud total continúe siendo $\lambda_0/4$.
- La anchura del *strip* da un incremento logarítmico de la inductancia dada por el ratio de esa anchura del *strip* y el espesor del substrato.
- Las eficiencias de radiación totales dependen del tamaño eléctrico de la antena.

Las medidas que se utilizaron en el artículo [16] son las siguientes:

	Design Frequency (MHz)	Monopole Antenna Height along z-axis (mm)	Monopole Antenna Width along x-axis (mm)	Ground Plane (x × y) (mm ²)
Design 15	430	17.0	1.5	442 × 442
Design 16	430	28.0	1.5	500 × 500
Design 17	1373	8.3	1.5	156 × 156

Figura 19: Medidas generales de antena EZ 2D [16]

	Total Height (mm)	Copper Strip Length (mm)	Copper Strip Width (mm)	Number of Copper Strips	Via Height (mm)	Via Width (mm)
Design 15	33.274	41	1.524	11	1.651	1.016
Design 16	46.15	49.5	4.75	5	5.6	3.1
Design 17	14.732	18	1.524	5	1.778	1.016

Figura 20: Medidas específicas de antena EZ 2D [16]

En la siguiente imagen se ven los resultados que se obtuvieron en [16]:

	F_{resonant} (MHz)	ka	FBW _{VSWR} (%)	Q/Q _{Chu}	AP (W)	RE (%)	OE (%)	D
Design 15	429.9	0.352	2.32	5.77	0.999	57.86	57.80	1.18
Design 16	430.4	0.494	3.60	5.9	0.996	93.10	92.75	1.46
Design 17	1373	0.497	4.079	5.35	0.985	89.34	88.00	1.44

Figura 21: Resumen de las características de radiación de la antena 2D eléctrica [16]

El campo lejano eléctrico y magnético puede ser observado en la siguiente figura [16]:

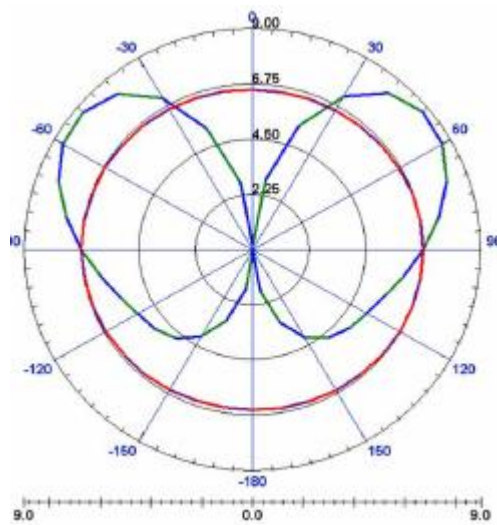


Figura 22: Campos E (azul) y H (rojo) para antena EZ 2D [16]

El campo E tiene un máximo en el plano de masa como se espera de la configuración de este monopolo.

Los valores de S_{11} obtenidos fueron [16]:

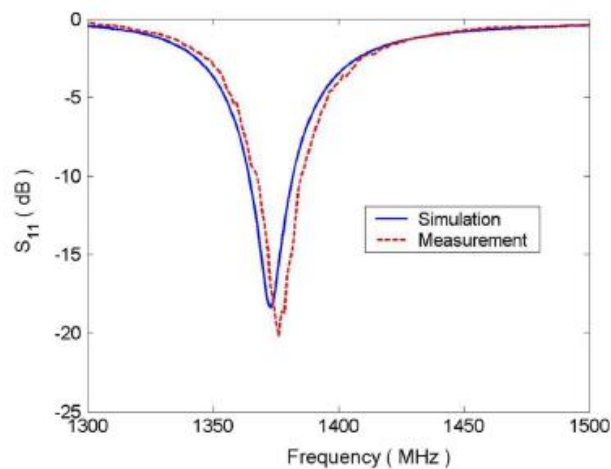


Figura 23: Valor predicho y simulado de S_{11} para el diseño 17 de la antena EZ 2D a 1373 MHz [16]

Podemos observar que se obtuvieron unos valores bastante similares a los simulados con una diferencia de sólo el 0.7%.

Cabe destacar que las medidas de la eficiencia de potencia de este artículo [16] se realizaron en una cámara de reverberación, que es una cámara blindada. Cuando la antena que se quiere analizar se coloca dentro, la energía radiada por la antena interactúa con las paredes de la habitación. El total de la potencia recibida en la antena receptora es el balance de la energía radiada por la fuente menos la energía perdida en las paredes de la cámara.

Las pérdidas en la cámara pueden ser calibradas colocando una antena conocida que actúa como fuente de referencia. En este caso se utilizó una antena de bocina con una eficiencia previamente determinada del 94%.

La medida de eficiencia relativa para este diseño a la frecuencia de 1373 MHz fue aproximadamente igual o ligeramente mayor que la de antena de referencia.

La potencia total radiada por la antena fue la que aparece en la siguiente figura [16]:

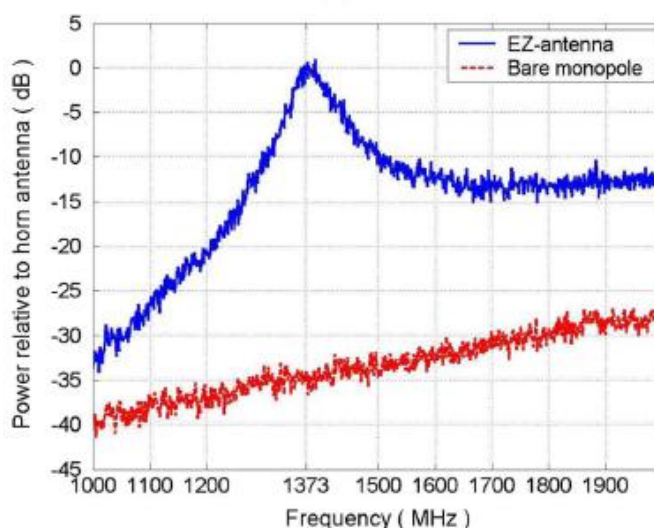


Figura 24: Potencia total radiada para diseño 17 [16]

En rojo se ve la potencia para el caso de un monopolo con un elemento parásito inspirado en metamateriales, que se obtuvo quitando el sustrato y la línea de meandro asociada.

Se demuestra con esta figura que un monopolo eléctricamente pequeño por sí mismo, sin ningún circuito adaptador, es un radiador muy pobre mientras que la presencia de elementos parásitos inspirados en metamateriales puede mejorar drásticamente la potencia total radiada por el monopolo.

Por otro lado, la siguiente figura [16] demuestra que el tamaño del plano de masa afecta a los valores de S_{11} .

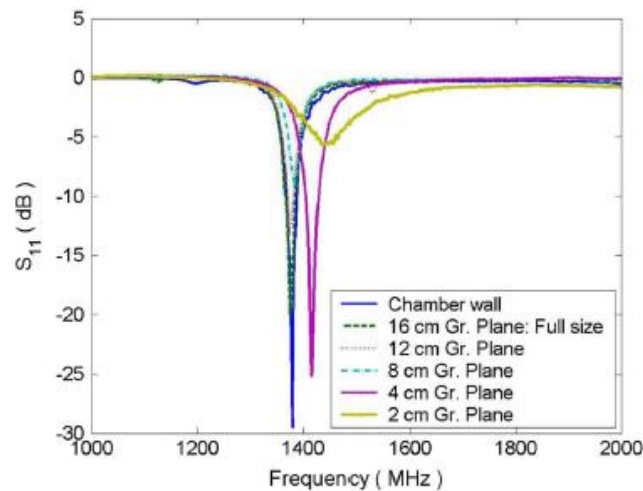


Figura 25: Efectos del tamaño del plano de masa en los valores de S_{11} medidos para diseño 17 [16]

Estas medidas fueron hechas sacrificando uno de los diseños originales y cortando el plano de masa en los tamaños indicados.

Los resultados muestran unos buenos valores incluso para el caso de planos de masa pequeños, por lo que se deduce que incluso reduciendo su tamaño la eficiencia que se consigue puede seguir siendo alta.

2.2.2.1 Desarrollo de antena de línea de meandro

De los resultados obtenidos en el artículo [16], nos hemos centrado en el diseño 16 que presenta unos valores de eficiencia bastante buenos, con RE=93.10% y OE=92.75%.

En este diseño, podemos comprobar algunas de las sentencias que argumentaba dicho artículo: hemos visto que se mejora la eficiencia y la adaptación si incrementamos la altura del monopolo, la distancia entre los *strips* o la anchura de los *strips*.

Basándonos en estos resultados obtenidos en el artículo [16], se realizó una primera simulación de esta antena con resultados satisfactorios.

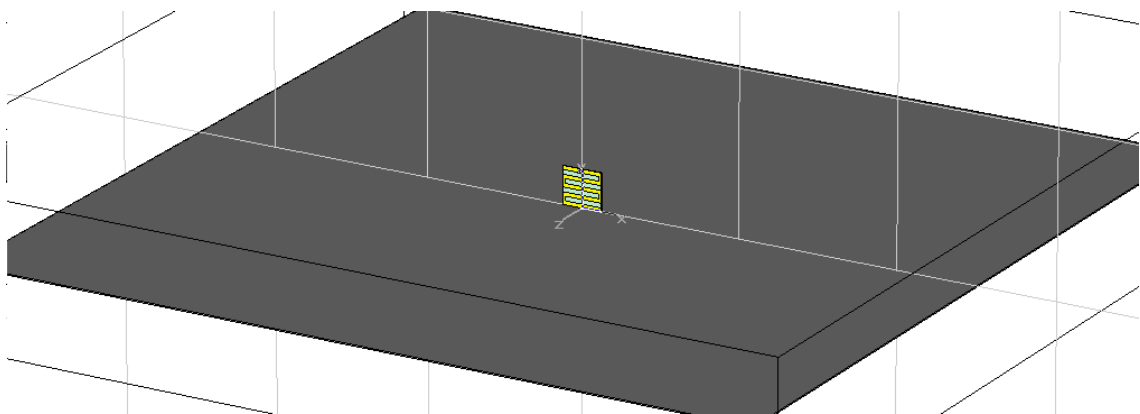


Figura 26: Primer diseño de antena EZ 2D

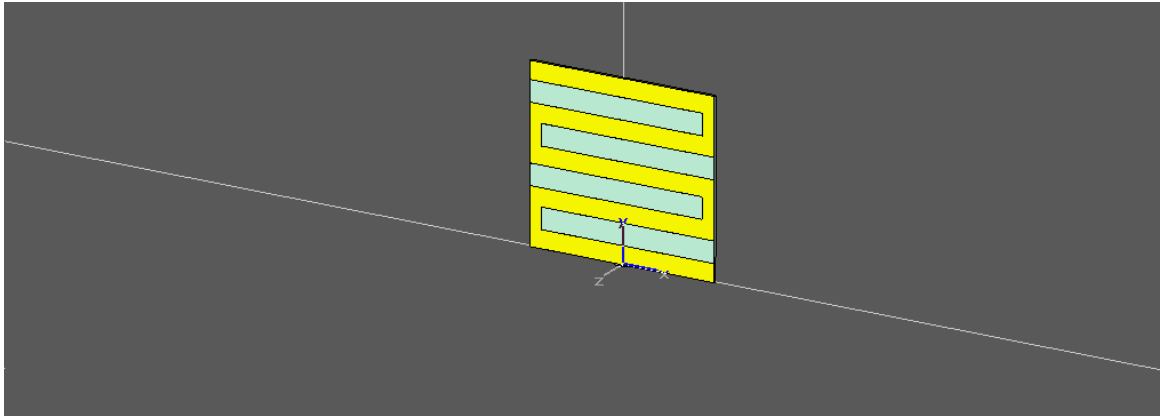


Figura 27: Zoom de primer diseño de antena EZ 2D

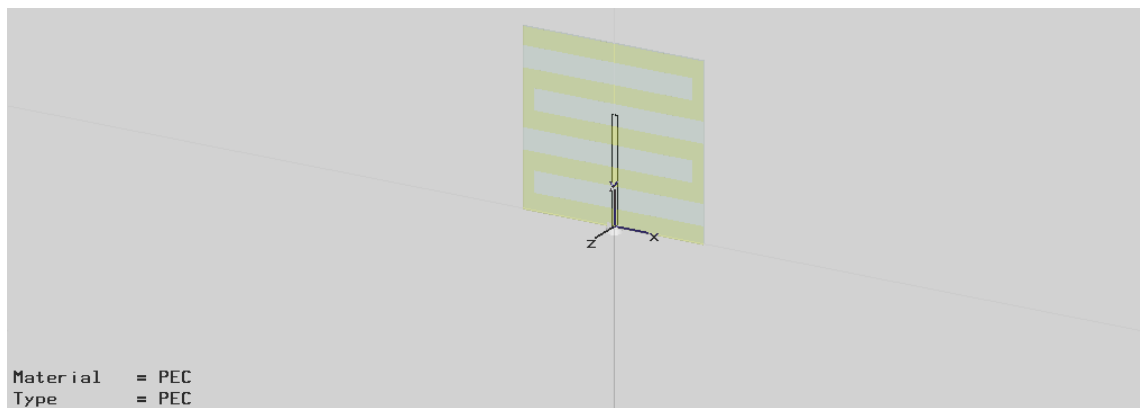


Figura 28: Vista trasera de primer diseño de antena EZ 2D

Las medidas son:

- Altura del monopolo: 28mm
- Anchura del monopolo: 1.5mm
- Espesor del monopolo: 0.035mm
- Altura del substrato: 46.15mm
- Anchura del substrato: 49.5mm
- Espesor del substrato: 0.787mm
- Plano de masa: 500x500x1.5mm
- Número de *strips*: 5
- Anchura de *strip*: 4.75mm
- Altura de vía: 5.6mm
- Anchura de vía: 3.1mm

El substrato es Rogers RT5800 sin pérdidas y el plano de masa es PEC. La línea de meandro y el monopolo son de cobre no ideal, es decir, con pérdidas.

La alimentación se realiza con un puerto discreto de la misma forma que en caso anterior del monopolo.

Los valores de S_{11} que se han obtenido han sido:

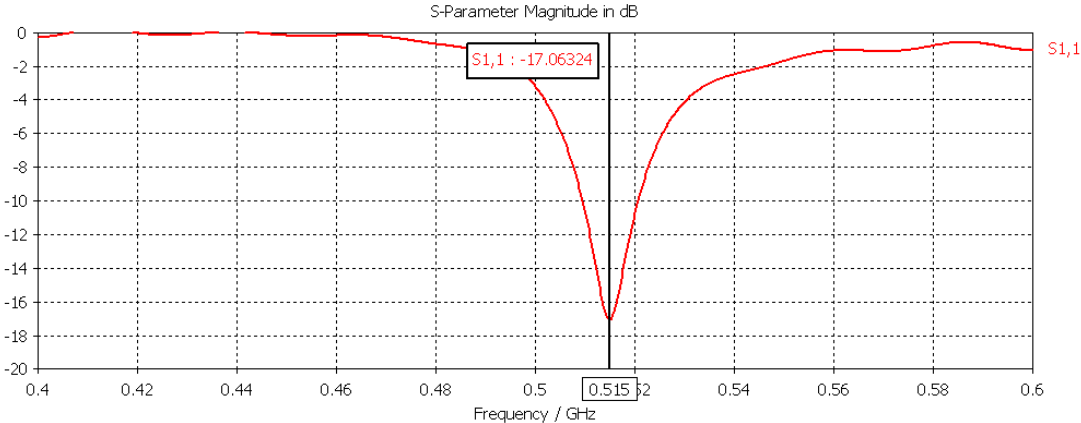


Figura 29: Valores de S_{11} para primer diseño de antena EZ 2D

Se puede observar que existe un desplazamiento a frecuencias mayores ya que la frecuencia de resonancia es 515 MHz, punto en el que se alcanza un valor de -17.06 dB.

El campo lejano que se ha obtenido es:

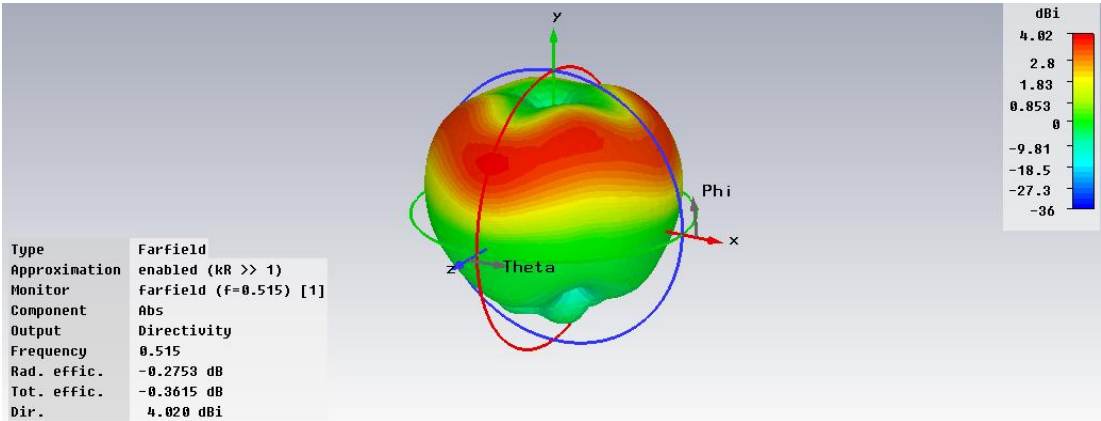


Figura 30: Campo lejano para primer diseño de antena EZ 2D

Podemos ver que, en el simulador, se alcanza una eficiencia de radiación del 93.86% y una eficiencia total del 92.01%.

El diagrama de radiación para esta antena es el siguiente:

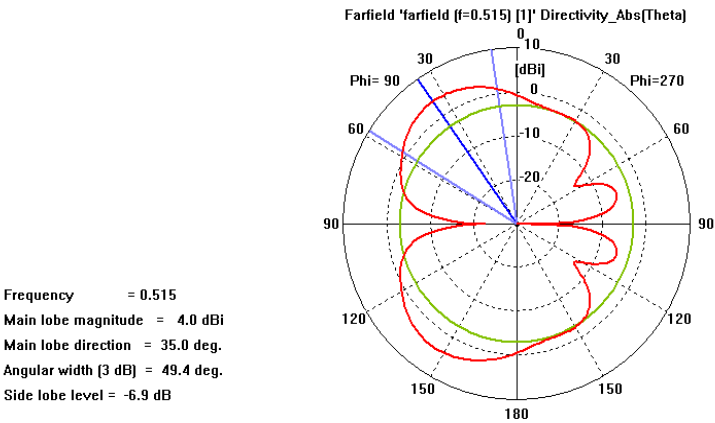


Figura 31: Diagrama de radiación para primer diseño de antena EZ 2D

Estos resultados son bastante similares a los obtenidos en el artículo [16], aunque se produce un desplazamiento a frecuencias mayores. Podemos ver que el diagrama de radiación no es exactamente igual al representado en la figura 22, ya que aparecen dos lóbulos cercanos al nulo de la derecha. Esto puede ser debido a la influencia del puerto en la simulación y también del plano de masa, que es más corto (más finito) en esa zona.

Debemos tener en cuenta que para la fabricación de esta antena no se puede realizar un plano de masa de 500x500x1.5mm, por lo que se redujo a un tamaño de 150x150x1.5mm. Esto influye bastante ya que la eficiencia y la adaptación se reducen de forma considerable. De hecho, este problema llevó a seleccionar unos parámetros de la antena en lugar de otros porque para algunos no era posible su adaptación.

Realizamos, por tanto, un estudio para ver las características que presenta esta antena si variamos algunas de sus longitudes. Vamos a presentar primero dicho estudio para un plano de masa de 500x500x1.5mm y posteriormente, lo haremos para el caso de 150x150x1.5mm para comprobar que, efectivamente, los cambios son significativos. Posteriormente, estos resultados nos llevarán a elegir la antena que vamos a fabricar.

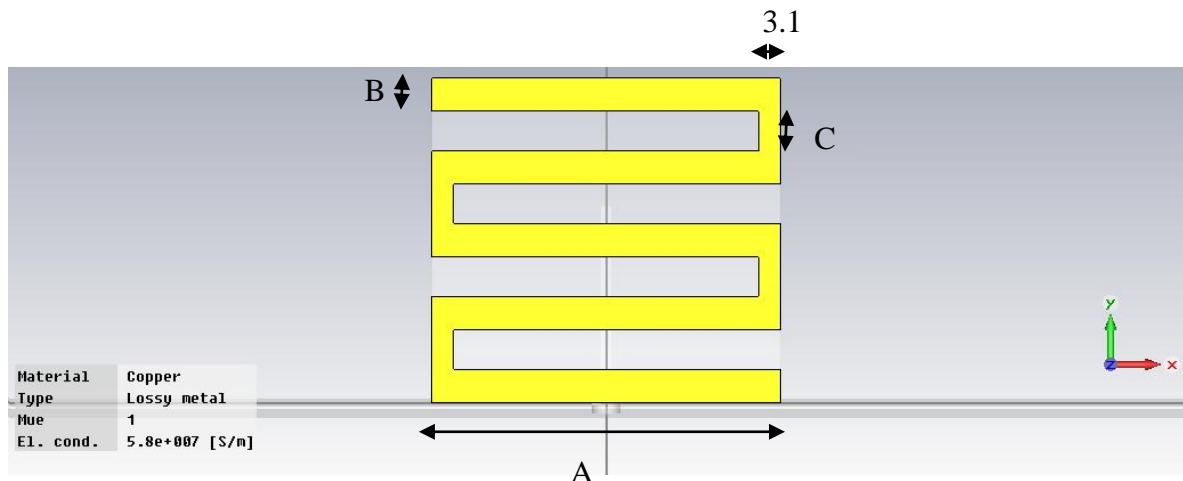


Figura 32: Parámetros generales de la antena EZ 2D

El resto de parámetros que se van a utilizar son los siguientes:

- Altura del monopolo: 28mm
- Anchura del monopolo: 1.5mm
- Espesor del monopolo: 0.035mm
- Espesor del substrato: 0.787mm
- Número de *strips*: 5
- Anchura de vía: 3.1mm

1. Plano de masa de 500x500x1.5

Variación de A

Tabla 1: Resultados para distintos valores de A en antena de línea de meandro y plano de masa 500x500x1.5

A (mm)	Frecuencia (MHz)	S ₁₁ (dB)	RE (%)	OE (%)
30	704.9	-18.11	99	97.56
49.5	505.56	-15.4	97.44	94.62
60	441.36	-11.02	95.64	88.08

A medida que aumenta A la frecuencia disminuye. En cambio, la adaptación es peor y la eficiencia menor.

Variación de B

Tabla 2: Resultados para distintos valores de B en antena de línea de meandro y plano de masa 500x500x1.5

B (mm)	Frecuencia (MHz)	S ₁₁ (dB)	RE (%)	OE (%)
3	488.32	-3.3	93.49	49.78
4.75	505.56	-15.4	97.44	94.62
6	506.88	-19.19	98.41	97.23

La frecuencia aumenta ligeramente, mientras que la adaptación mejora cuando aumenta B. Lo más destacable es que la eficiencia mejora conforme aumenta B.

Variación de C

Tabla 3: Resultados para distintos valores de C en antena de línea de meandro y plano de masa 500x500x1.5

C (mm)	Frecuencia (MHz)	S ₁₁ (dB)	RE (%)	OE (%)
4	517.59	-5.02	96	65.81
5.6	505.56	-15.4	97.44	94.62
7	489.24	-43.27	98.46	98.45

Vemos que el caso de C=7 es bueno porque se consigue bajar la frecuencia, se mejora considerablemente la adaptación y aumenta la eficiencia.

2. Plano de masa de 150x150x1.5

Variación de A

Tabla 4: Resultados para distintos valores de A en antena de línea de meandro y plano de masa 150x150x1.5

A (mm)	Frecuencia (MHz)	S ₁₁ (dB)	RE (%)	OE (%)
30	686	-6.47	96.78	74.92
49.5	495.28	-5.55	90.99	65.67
60	433.88	-5.98	88.53	66.19

A medida que aumenta A la frecuencia disminuye. No obstante, la adaptación es peor y la eficiencia menor. De hecho, ninguno de estos casos puede considerarse válido ya que no se encuentran adaptados.

Variación de B

Tabla 5: Resultados para distintos valores de B en antena de línea de meandro y plano de masa 150x150x1.5

B (mm)	Frecuencia (MHz)	S_{11} (dB)	RE (%)	OE (%)
3	474.65	-2.06	84.97	32.12
4.75	495.28	-5.55	90.99	65.67
6	498.93	-10.76	96.33	88.26

La frecuencia aumenta ligeramente, mientras que la adaptación mejora cuando aumenta B. Lo más destacable es que la eficiencia mejora conforme aumenta B siendo el último caso, perfectamente válido para fabricar.

Variación de C

Tabla 6: Resultados para distintos valores de C en antena de línea de meandro y plano de masa 150x150x1.5

C (mm)	Frecuencia (MHz)	S_{11} (dB)	RE (%)	OE (%)
4	514.45	-2.02	82.77	30.83
5.6	495.28	-5.55	90.99	65.67
7	483.2	-12.28	93.8	88.26

Vemos que, tal y como ocurría con el anterior plano de masa, el caso de C=7 es bueno porque se consigue bajar la frecuencia, se mejora la adaptación y aumenta la eficiencia.

2.2.2.2 Antena para fabricar

Finalmente se decidió fabricar el caso de B=6, que podemos observar en las siguientes imágenes:

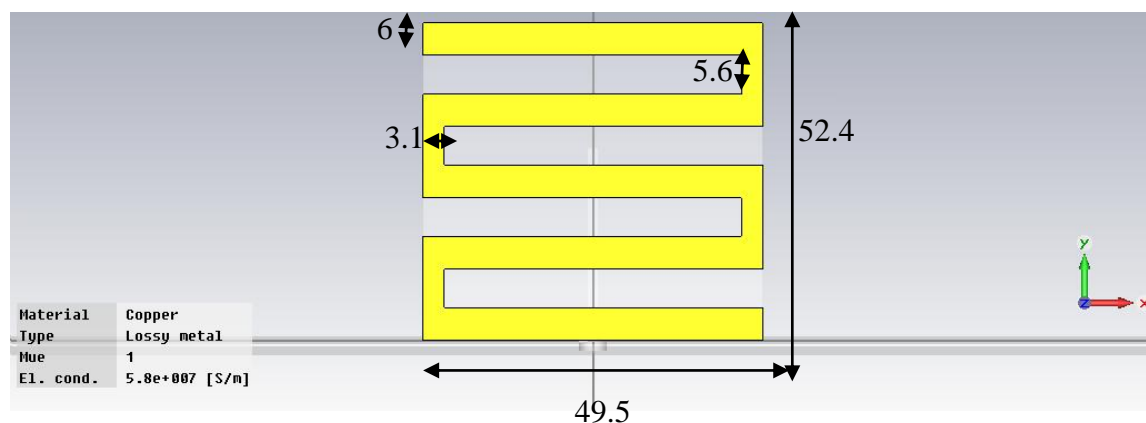


Figura 33: Antena EZ 2D seleccionada para fabricar

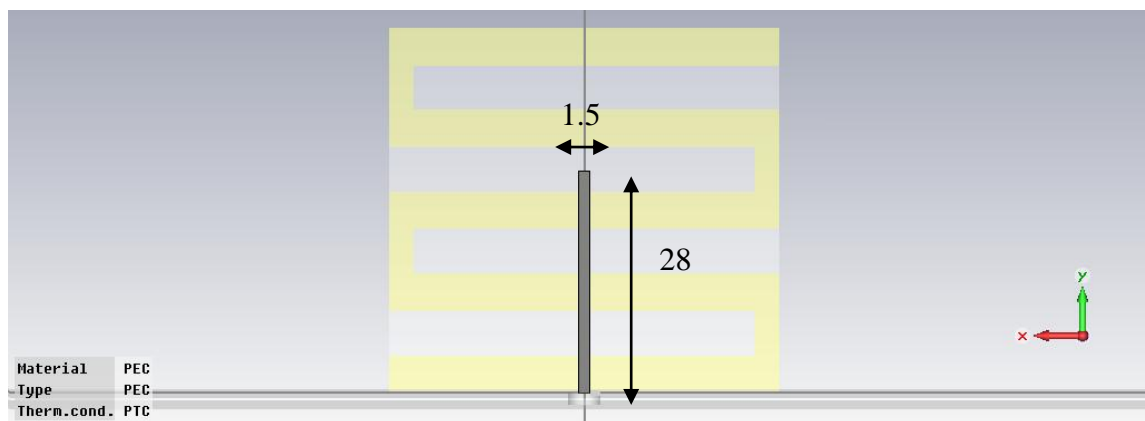


Figura 34: Vista trasera de antena EZ 2D seleccionada para fabricar

Como vemos, el plano de tierra tiene un espesor de 1.5mm y sus dimensiones son de 150x150mm.

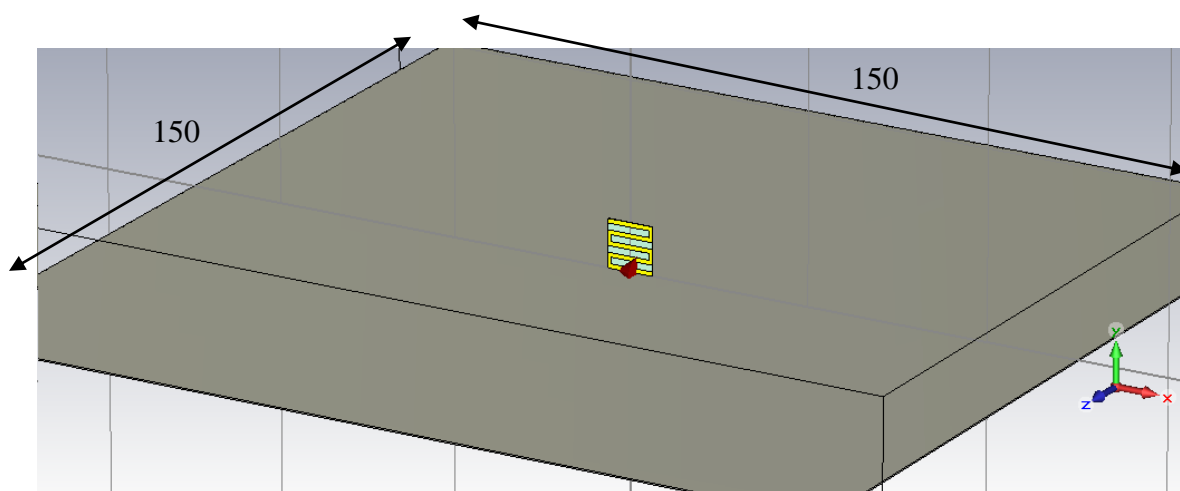


Figura 35: Vista general de la antena EZ 2D seleccionada para fabricar

La vista lateral de esta antena (sin escalar) es:

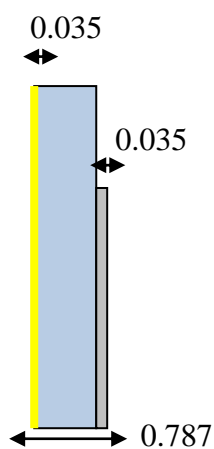


Figura 36: Vista lateral de antena EZ a fabricar

Tabla 7: Principales parámetros de antena de línea de meandro a fabricar

Parámetros	Valor
Espesor Z cobre * (amarillo)	0.035mm
Espesor del sustrato (azul)	0.787mm
Permitividad del sustrato (Rogers Duroid RT5880)	2.2
Espesor monopolo * (gris)	0.035mm

* Incluido dentro del espesor del sustrato

Los resultados que se obtienen con esta antena son los siguientes:

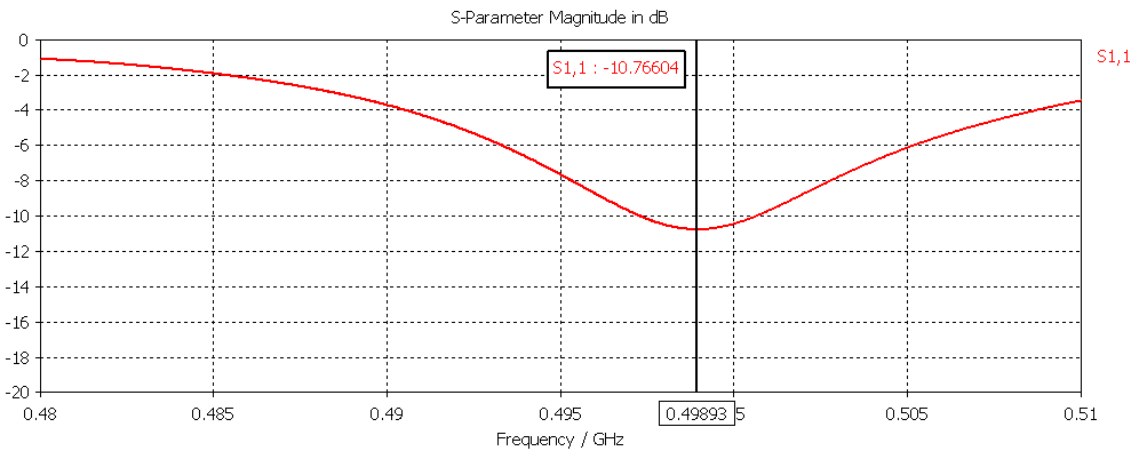


Figura 37: Valores de S_{11} para antena EZ 2D a fabricar

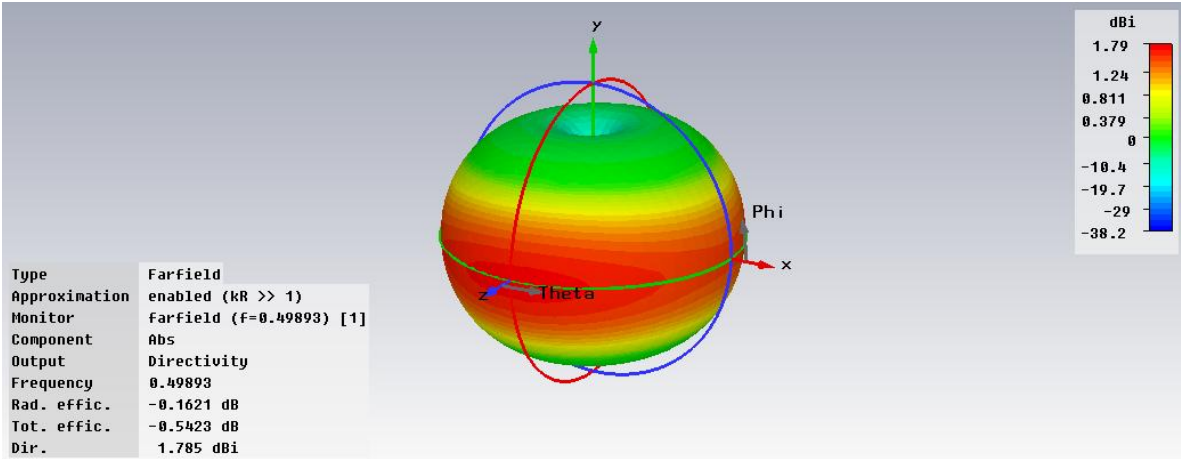


Figura 38: Campo lejano para antena EZ 2D para fabricar

Vemos que está adaptado y que tiene una eficiencia de radiación del 96.33% y una eficiencia total del 88.26%.

Estudiemos ahora el diagrama de radiación para el plano E:

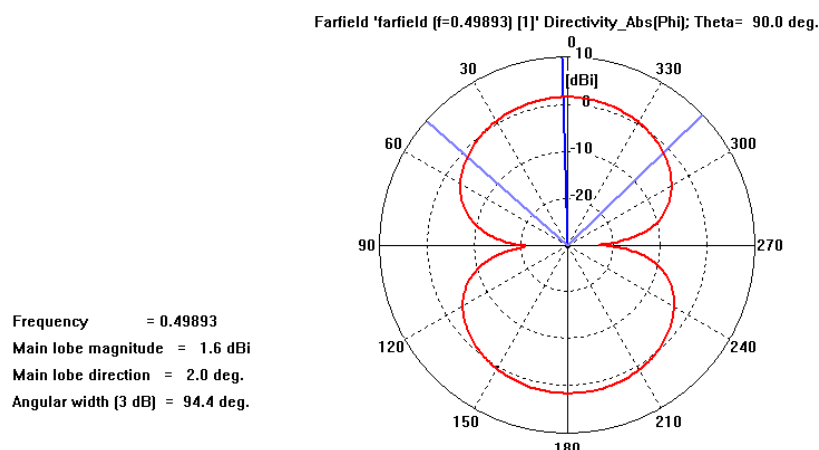


Figura 39: Diagrama de radiación de antena EZ simulada para planoE (plano XY)

Podemos observar que tenemos un máximo en 0° y en 180° , mientras que los nulos se encuentran en 90° y 270° . Si los ejes estuvieran colocados de la forma habitual, debería ser al contrario.

Esto se corresponde con el diagrama típico de un monopolo. En el artículo [37], se explica este comportamiento con la antena Z, que posteriormente veremos, pero es perfectamente extrapolable a este caso.

Si vemos la distribución de corrientes de la antena de línea de meandro bajo estudio, obtenemos la siguiente imagen donde nos debemos fijar principalmente en las flechas de color rojo, ya que son las más significativas:

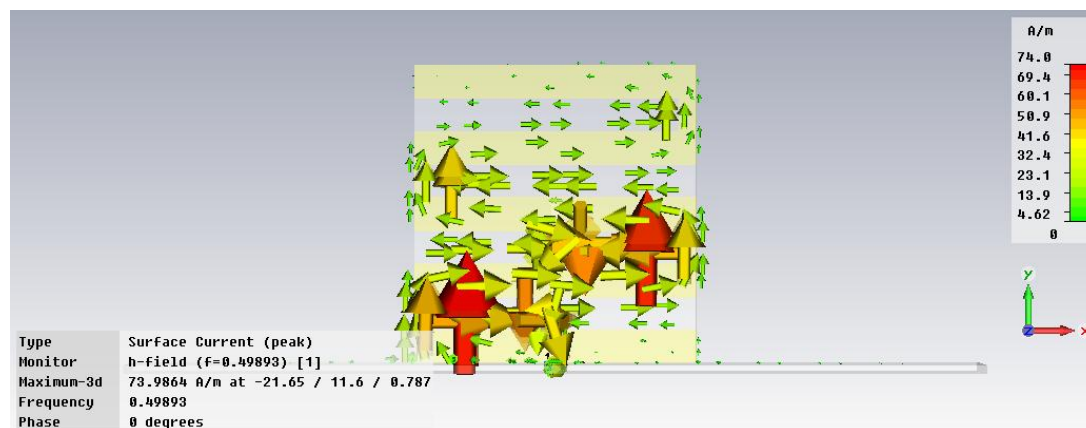


Figura 40: Distribución de corrientes de antena de línea de meandro

Tal y como se indica en [37], la mayor parte de la corriente se encuentra en las líneas verticales más cercanas al plano de masa, por lo que se puede deducir y aproximar el diagrama de radiación de esta antena con el de un monopolo sobre un plano finito de masa. Por otro lado, podemos ver que en la parte superior prácticamente no existe radiación. Esto implica que su función es principalmente la de proporcionar una mayor capacitancia al sistema, por lo que la antena puede ser descrita de manera aproximada como un monopolo capacitivo, siendo la parte inductiva mucho menor.

Capítulo 2: Antenas eléctricamente pequeñas

Si observamos ahora qué ocurre si variamos el valor de theta, podemos observar que la radiación es omnidireccional, tal y como se espera para la radiación de un monopolo en el plano H:

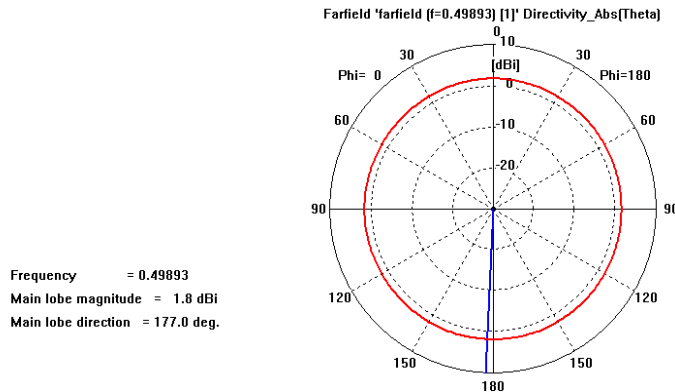


Figura 41: Diagrama de radiación de antena EZ simulada para plano H (plano XZ)

Es de interés estudiar hasta que frecuencia se considera que esta antena es eléctricamente pequeña según el criterio anteriormente indicado: $k \cdot a \leq 0.5$.

En este caso:

$$\lambda_o = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{498.93 \text{ MHz}} = 0.6013 \text{ m} \Rightarrow k = \frac{2\pi}{\lambda_o} = 10.45 \quad (10)$$

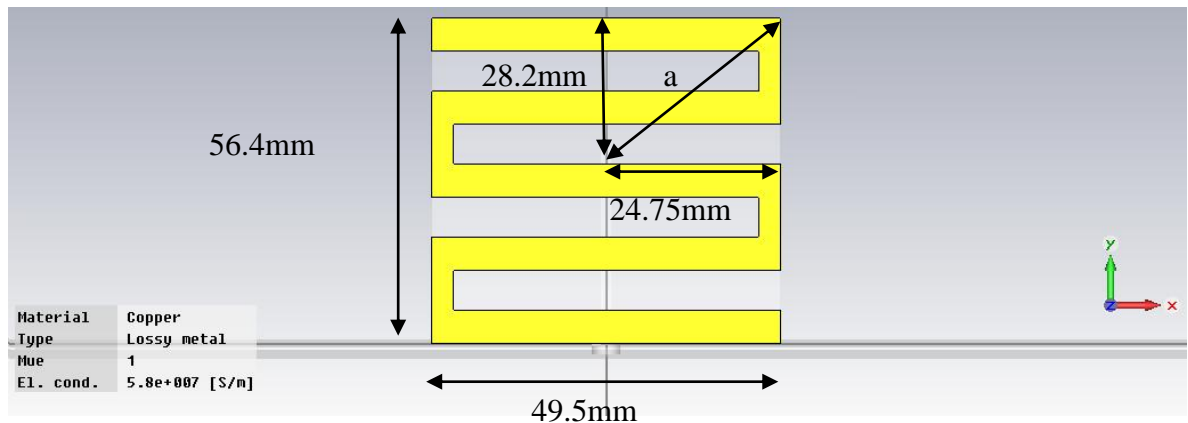


Figura 42: Medida de a en antena EZ

Por lo tanto, 'a' es igual a 37.52 mm. Lo que nos lleva a que en este caso:

$$k \cdot a = 0.392.$$

Será eléctricamente pequeña hasta:

$$37.52 \text{ mm} \frac{2\pi}{c} f = 0.5 \Rightarrow f = 636.28 \text{ MHz} \quad (11)$$

Por tanto, los resultados de simulación de esta antena se pueden resumir en la siguiente tabla:

Tabla 8: Resultados de simulación de antena EZ

	Frec (MHz)	ka	FBW	Q/Q _{Chu}	RE (%)	OE(%)	D	G
Artículo [16]	430.4	0.494	3.6%	5.9	93.10	92.75	1.46	1.33dB
Simulación	498.93	0.392	0.66%	15.79	96.33	88.26	1.785dBi	1.623dB

Podemos comprobar que los resultados son bastante similares. Hemos de tener en cuenta que las dimensiones de la antena han cambiado ligeramente, así como también lo ha hecho el plano de masa, por lo que los resultados pueden verse afectados.

Vemos que la frecuencia aumenta y el ancho de banda disminuye, por lo que, el ratio entre Q y Q_{Chu} aumenta. Cabe destacar que la eficiencia de radiación aumenta mientras que la eficiencia total disminuye. La directividad y la ganancia son bastante similares.

2.2.2.3 Medidas de la antena

El prototipo de la antena Z que se ha fabricado es el siguiente:



Figura 43: Antena de línea de meandro fabricada

2.2.2.3.1 Adaptación

Los resultados obtenidos en la medida de la antena EZ con el analizador de redes han sido los siguientes:



Figura 44: Medida de adaptación de antena línea de meandro

Si comparamos estos resultados con los de simulación, obtenemos:

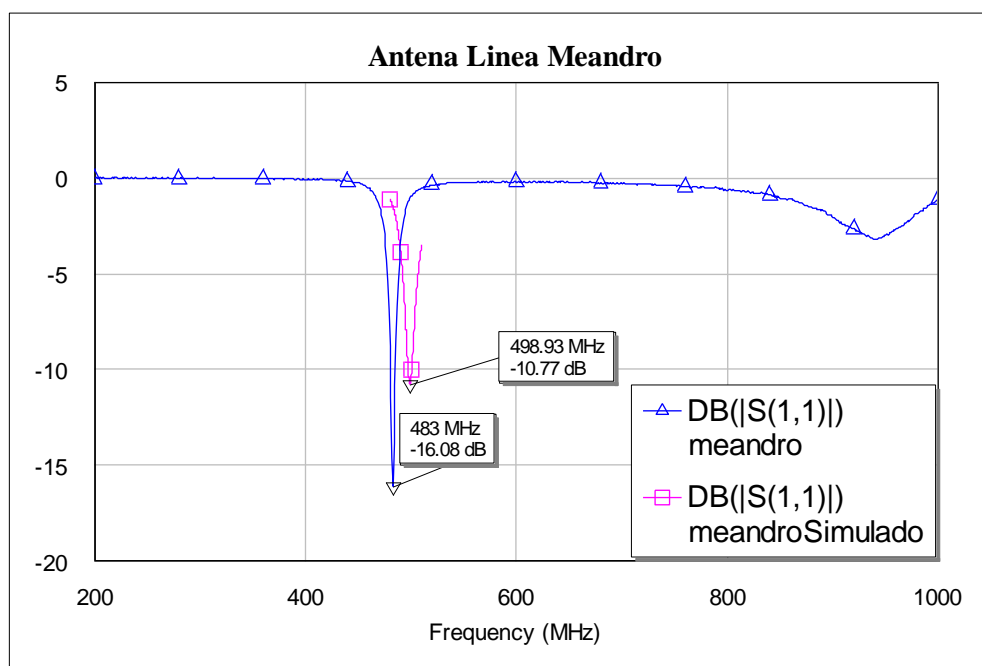


Figura 45: Comparación en adaptación antena de línea de meandro real y simulada

La diferencia en la frecuencia de resonancia es del 3.2%. Esta pequeña variación puede ser debida a un ligero cambio en el valor de la permitividad.

Si nos centramos en las frecuencias de interés, tenemos:

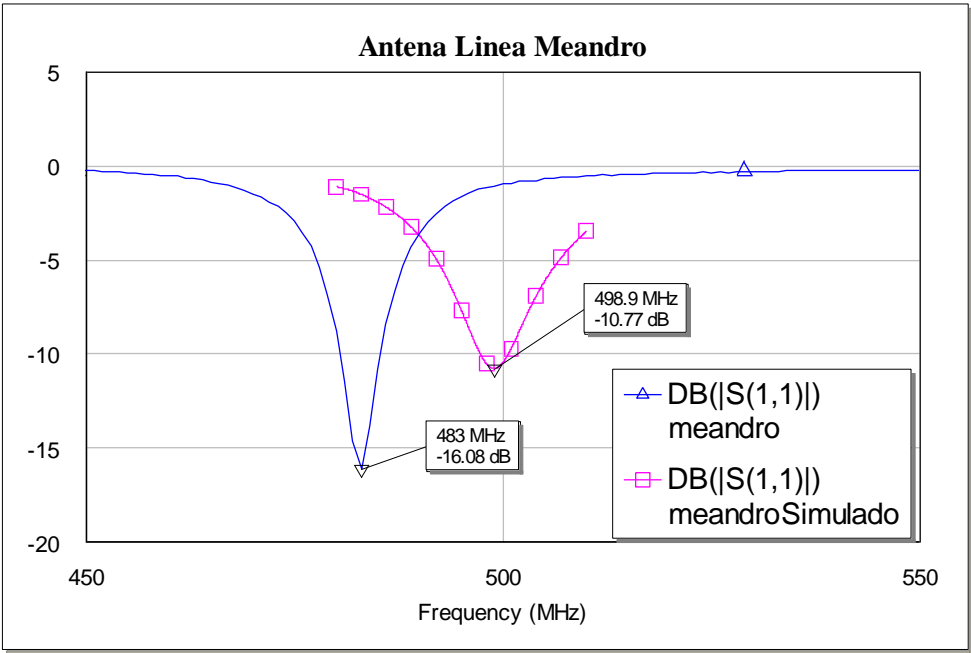


Figura 46: Comparación en rango de interés para antena de línea de meandro real y simulada

La diferencia de frecuencia obtenida es del 3.19%.

Si hacemos la simulación en el mismo ancho de banda que la medida obtenemos:

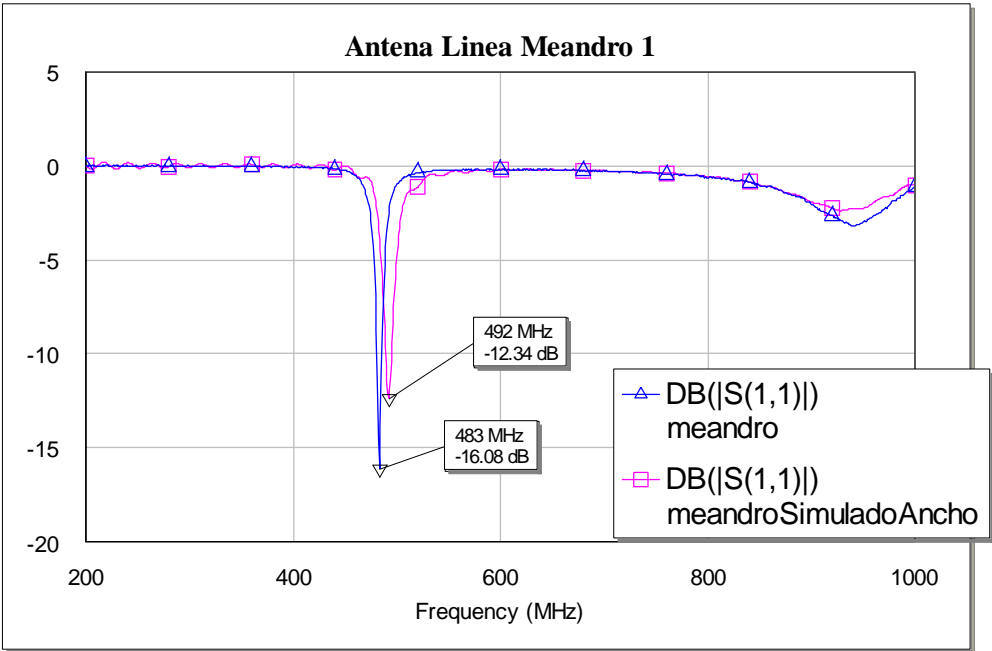


Figura 47: Comparación de antena de línea de meandro real y simulada en todo el rango de frecuencias

En este caso, la variación de frecuencias es del 1.8%.

Vemos, por tanto, que los resultados de simulación y los de las medidas son perfectamente válidos y muy similares. Además, los resultados de la antena son correctos puesto que el nivel de S_{11} indica que la antena está perfectamente adaptada.

Es de interés estudiar hasta qué frecuencia se considera que esta antena es eléctricamente pequeña según el criterio anteriormente indicado: $k \cdot a \leq 0.5$. Como sabemos $a=37.52\text{mm}$, pero al cambiar la frecuencia, cambia la k .

En este caso:

$$\lambda_o = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{483\text{MHz}} = 0.6211\text{m} \Rightarrow k = \frac{2\pi}{\lambda_o} = 10.2 \quad (12)$$

Lo que nos lleva a que en este caso: $k \cdot a = 0.383$.

Será eléctricamente pequeña hasta:

$$37.52\text{mm} \frac{2\pi}{c} f = 0.5 \Rightarrow f = 636.28\text{MHz} \quad (13)$$

2.2.2.3.2 Diagrama de radiación

En la cámara anecoica se ha medido el diagrama de radiación de esta antena. Para ello, se ha utilizado como antena de referencia una antena de bocina como la mostrada en la siguiente figura. Se trata de una “*Open-Boundary Quad-Ridged horn*” modelo 3164-07.



Figura 48: Antena de referencia para medidas en cámara anecoica [36]

Primero hemos de calibrar el analizador de redes entre 100MHz y 1GHz, para lo que se utilizó un calibre electrónico.

Nuestra antena será la encargada de transmitir, por lo que será la de referencia la que reciba la señal y nos transfiera el resultado. Para obtener una mejor visión de éste, hemos de utilizar un amplificador.

Pretendíamos girar la antena a medir un ángulo de 180° en Φ , pero el software que maneja el funcionamiento de la cámara anecoica no nos lo permitió, por lo que se estableció un ángulo de giro en azimut de 150° .

Podemos ver un ejemplo de la medida de la antena en la cámara:

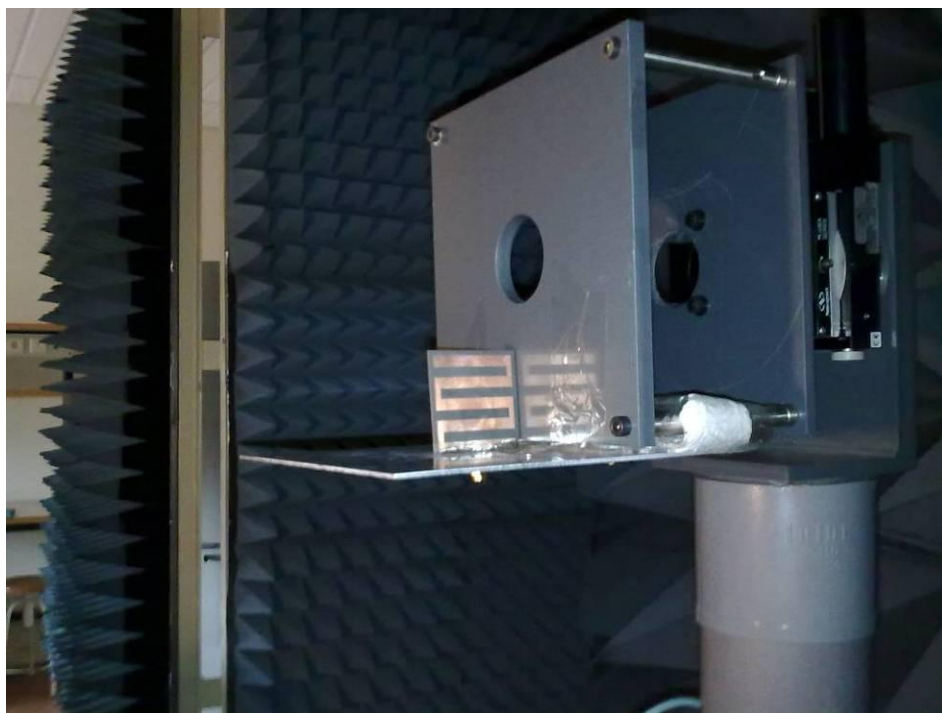


Figura 49: Medida de antena de línea de meandro en cámara anecoica para plano H

El resultado obtenido para el plano E ha sido el siguiente:

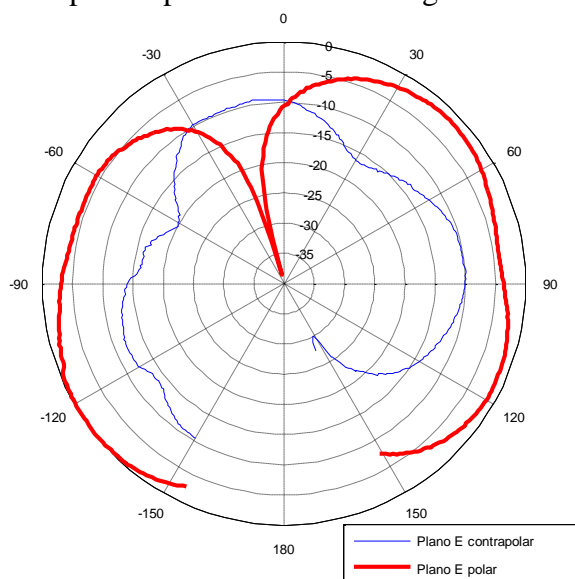


Figura 50: Medida de diagrama de radiación de plano E (copolar y contrapolar) de antena de línea de meandro

La diferencia entre el máximo del plano copolar y contrapolar es de 14.76dB. Se puede apreciar un desapuntamiento ocasionado por la dificultad de colocar, en las condiciones actuales de medida, la antena perfectamente alineada con la sonda. Además, también hay que tener en cuenta que el límite de funcionamiento de la sonda es 750 MHz. No obstante, parece que este último límite no es crítico.

En simulación, el diagrama de radiación en el plano E había sido el siguiente:

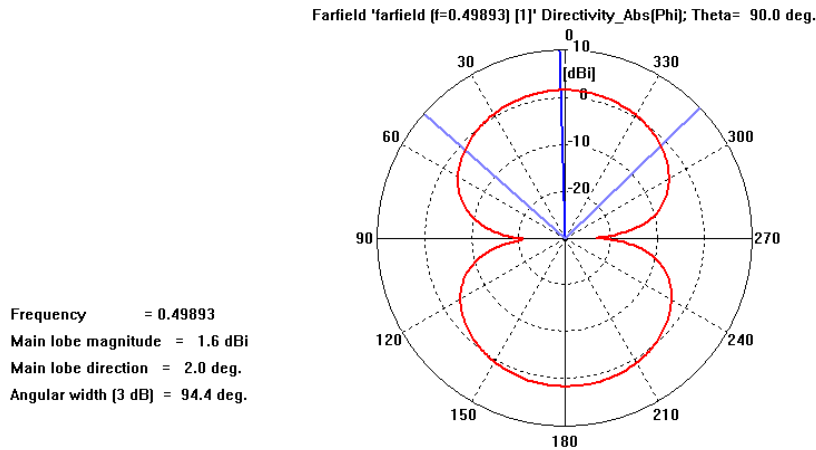


Figura 51: Diagrama de radiación en plano E de antena de línea de meandro en simulación

La diferencia entre los resultados de simulación y de medida se debe a la diferencia en la colocación de los ejes.



Figura 52: Diferencia en los ejes entre medida (izquierda) y simulación (derecha)

Se produce, por tanto, un giro de 90° en los resultados de las medidas con respecto a los de simulación.

El diagrama de radiación de la antena que se ha medido presenta, por tanto, unos resultados válidos ya que tanto en 90° como el -90° existe un máximo, mientras que 0° tenemos un nulo. En 180° debería existir otro nulo pero como ya se ha comentado, la medida sólo se pudo realizar hasta 150°.

Los errores en la medida pueden ser debido al hecho de que las condiciones de medidas no fueron perfectas. El nulo no se encuentra en 0° de forma exacta porque la antena no debería estar alineada perfectamente en vertical. Como ya se ha indicado, otro de los factores que puede afectar a la medida es que la sonda tiene un rango de funcionamiento de 700MHz a 6 GHz, lo que queda fuera de la frecuencia que queremos medir (aproximadamente 500MHz) por lo que la medida se puede realizar pero su fiabilidad se ve limitada.

Hemos de tener también en cuenta que no nos encontramos en campo lejano. Los criterios que me definen el campo lejano son los siguientes:

$$\begin{aligned} 10\lambda &= 6.2\text{m} \\ 10D &= 0.75\text{m} \\ \frac{2D^2}{\lambda} &= 18.13\text{mm} \end{aligned}$$

La distancia de medida es de 3.7m, por lo que no se cumple el criterio de 10λ y no podemos considerar que estemos en campo lejano. Esto influirá en nuestras medidas ya que la componente inducida no es suficientemente baja.

El resultado para el plano H es:

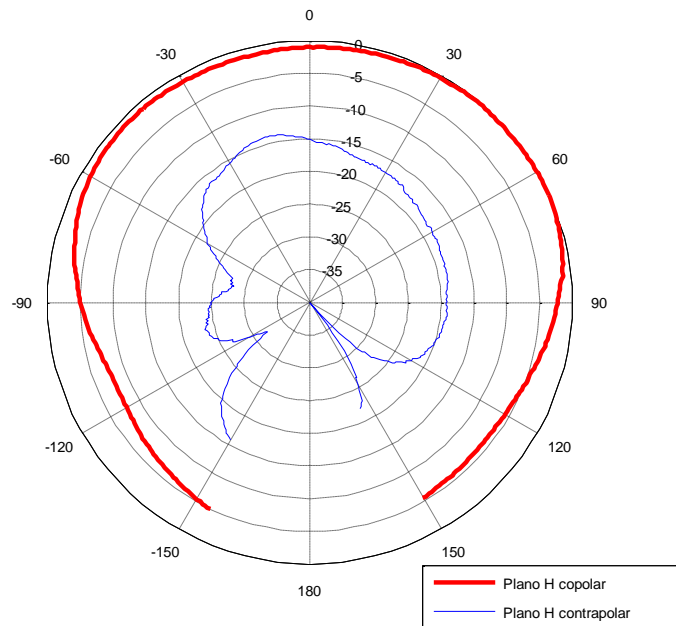


Figura 53: Medida de diagrama de radiación de plano H (copolar y contrapolar) de antena de línea de meandro

Este resultado sí es más similar al deseado ya que ha de ser omnidireccional y esto es de forma aproximada lo que ocurre. Los errores que se pueden haber cometido y que pueden haber afectado a la medida son los mismos que los explicados para la medida en el plano E.

La diferencia entre el máximo del plano copolar y contrapolar es de 13.37dB.

2.2.2.3.3 Ganancia

Para calcular la ganancia, hemos de aplicar la fórmula típica de un balance de enlace:

$$20 \log S_{21} = 10 \log \frac{P_{rx}}{P_{tx}} = G_R + G_T - 20 \log \frac{4\pi d}{\lambda} - L \quad (14)$$

De entre los resultados de las medidas, vamos a escoger el máximo valor de S_{21} conseguido. Éste se ha encontrado para la medida en el plano E polar con un valor de -13.692dB.

Hemos de tener en cuenta varios parámetros para poder despejar la G de la fórmula anterior:

- 1) Ganancia de cable y amplificador: 22.1dB

Este valor se ha medido juntado los cables correspondientes a la antena de referencia y a la sonda, de forma directa, de tal manera que en el analizador de redes aparece directamente el S_{21} del cable y el amplificador, el cual estaba

colocado a continuación del cable de la sonda. Hemos de tener en cuenta que el amplificador compensa las pérdidas del cable, por lo que finalmente tenemos ganancia.

- 2) Ganancia de la sonda a la frecuencia de 500MHz: 4dB

Se ha obtenido de las hojas de características de la sonda [36].

- 3) Distancia entre antena a medir y sonda: 3.27m

Con todos estos datos, podemos despejar la ganancia de nuestra antena (todo en dB):

$$G = S_{21} - G_R + 20 \log \frac{4\pi d}{\lambda} + L = -13.69 - 4 + 20 \log \frac{4 \cdot \pi \cdot 3.27}{3 \cdot 10^8 / 483 \text{ MHz}} - 22.1 = -3.38 \text{ dB}$$

Los errores que se pueden haber cometido en esta medida son los mismos que los explicados en el apartado del diagrama de radiación, si bien el valor obtenido es razonable.

Una opción para medir la ganancia de esta antena hubiera sido a través del método de *Wheeler* o *Cap Method* [38], con el que medimos la eficiencia de la antena. El procedimiento consiste en tomar dos medidas de la resistencia de entrada de la antena, una estando aislada ($R = R_R + R_L$) y otra con la antena encerrada en una caja de un metal altamente conductor. Como esta caja elimina la radiación, la resistencia R' es el resultado de las pérdidas en la antena, R_L' , y de las pérdidas en la caja, R_S , por lo que $R' = R_S + R_L'$. Con estas dos medidas, la eficiencia de la antena se puede calcular como:

$$\eta = \frac{R - R'}{R} \quad (15)$$

Si se considera despreciable las pérdidas en la caja, tenemos que $R_L = R_L'$ y la eficiencia de la antena sería:

$$\eta = \frac{R - R'}{R} \approx \frac{R_R}{R_R + R_L} \quad (16)$$

Para que esta aproximación sea cierta, se debe cumplir que $R_L - R_L' - R_S \ll R_R$.

2.2.2.3.4 Directividad y eficiencia de radiación

La directividad puede ser calculada de forma aproximada a partir del diagrama de radiación aplicando la fórmula de Kraus:

$$D = \frac{4\pi}{\Delta\theta_{3dB}^E \cdot \Delta\theta_{3dB}^H} \quad (17)$$

El ángulo a 3dB para el plano E ha sido de 80° mientras que para el plano H podemos hacer la aproximación de considerar que es omnidireccional (360°). Por lo tanto:

$$D = \frac{4\pi}{80 \frac{\pi}{180} \cdot 2\pi} = 1.43$$

Tenemos, por tanto, una directividad de 1.55dB. A partir de ella, podemos obtener la eficiencia de radiación:

$$G = RE \cdot D \Rightarrow RE = \frac{G}{D} \quad (18)$$

En unidades naturales, la ganancia es de 0.46 y la directividad de 1.43, por lo que:

$$RE = \frac{G}{D} = \frac{0.46}{1.43} = 0.32 \Rightarrow 32\%$$

2.2.2.3.5 Resultados de medida finales

Por tanto, los resultados de medida de esta antena se pueden resumir en la siguiente tabla:

Tabla 9: Resultados de medida de antena de línea de meandro

	Frec (MHz)	ka	FBW	Q/Q _{Chu}	RE (%)	OE(%)	D (dB)	G (dB)
Artículo [16]	430.4	0.494	3.6%	5.9	93.10	92.75	1.46	1.33
Simulación	498.93	0.392	0.66%	15.79	96.33	88.26	1.785	1.623
Medida	483	0.383	1.01%	9.68	32	--	1.55	-3.38

Vemos que los resultados son intermedios entre los del artículo y los de la simulación. En el último caso, el ancho de banda aumenta con respecto a la simulación pero hemos de tener en cuenta que se encuentra más adaptado por lo que el margen a 10dB es mayor. Por otro lado, el ratio entre Q y Q_{Chu} disminuye, lo que tiene sentido si tenemos en cuenta que el ancho de banda aumenta y la ganancia también se reduce hasta los -3.38dB. Sin embargo, con respecto al artículo ocurre lo contrario, ya que el ancho de banda disminuye y el ratio entre Q y Q_{Chu} aumenta.

Es de destacar la considerable disminución de la eficiencia de radiación, pero debemos tener en cuenta que la ganancia es mucho menor. En este caso, es importante considerar todos los posibles errores explicados anteriormente para evaluar estos resultados.

2.2.3 Antena Z

La antena eléctrica en Z fue introducida en [17] y según [3], es una simplificación de la antena EZ 2D, que se desarrolló en [16] y que ha sido explicada en el apartado anterior. La línea de meandro se sustituye por un elemento dividido en forma de Z; las dos mitades de este elemento se conectan con un elemento inductor concentrado, que sirve para compensar la reactancia. En lugar de ajustar la inductancia para conseguir adaptación completa cambiando la longitud, el espesor o la altura de la línea de meandro, se ajusta por el valor del elemento concentrado. Así, el elemento concentrado permite una gran variación de la frecuencia de resonancia. El espesor del cobre se amplió en [17] para conseguir densidades de corriente menores y por lo tanto, menos pérdidas conductivas.

Para el caso de un elemento concentrado de 1000nH sin pérdidas tenemos [17]:

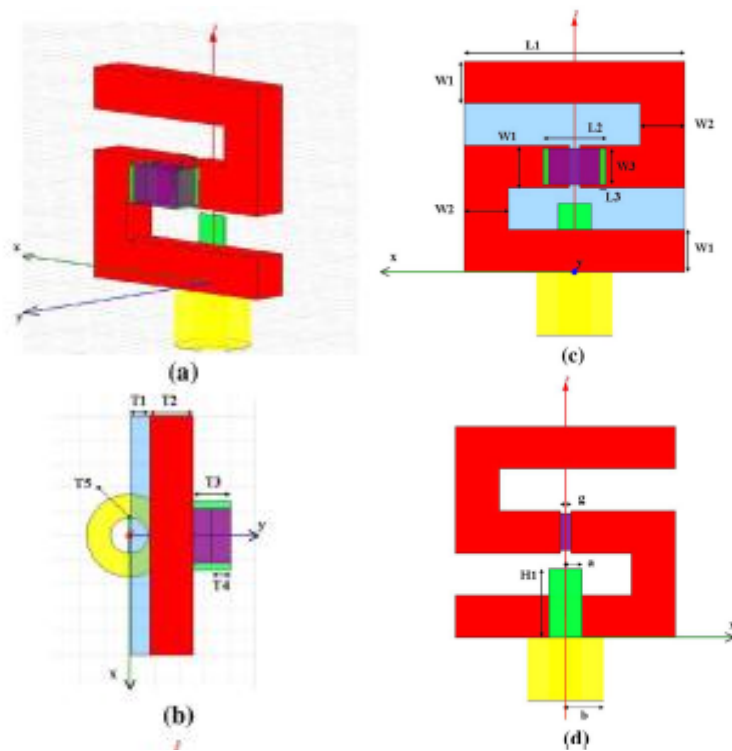


Figura 54: Antena Z (a) vista en 3d, (b) vista desde arriba, (c) vista desde el lado del inductor, (d) vista desde el lado del monopolo [17]

Donde:

$T1=0.787\text{mm}$	$L2=2.29\text{mm}$
$T2=1.7\text{mm}$	$W3=1.73\text{mm}$
$T3=1.52\text{mm}$	$L3=0.3\text{mm}$
$T4=T3/2$	$g=0.5\text{mm}$
$T5=0.068\text{mm}$	$a=0.75\text{mm}$
$L1=10\text{mm}$	$b=2.301a=1.72575\text{mm}$
$W1=2\text{mm}$	$H1=2.9\text{mm}$
$W2=2\text{mm}$	$\epsilon_r=2.2$

Tenemos, en este caso de 1000nH sin pérdidas, $f_o=193.68\text{MHz}$ de forma que $k \cdot a \sim 0.046$.

En este artículo se presentan además otros casos:

- $L=1000\text{nH}$ con pérdidas, $f_o=193.92\text{MHz}$ tal que $k \cdot a \sim 0.046$ y $\text{OE}=71.19\%$.
- Para el caso sin pérdidas de $L=300\text{nH}$, $f_o=355.57\text{MHz}$.
- Si $L=100\text{nH}$ con pérdidas, $f_o=610.79\text{MHz}$ tal que $k \cdot a \sim 0.144$ y $\text{OE}=93.42\%$.
- Con $L=8000\text{nH}$, $f_o=67.69\text{MHz}$ tal que $k \cdot a \sim 0.016$ y $\text{OE}=34.39\%$.

Para todos los casos, la esfera mínima que lo encierra tiene radio $a=11.25\text{mm}$.

Vemos en la siguiente imagen la variación que produce el valor del inductor que tengamos en la frecuencia de resonancia resultante.

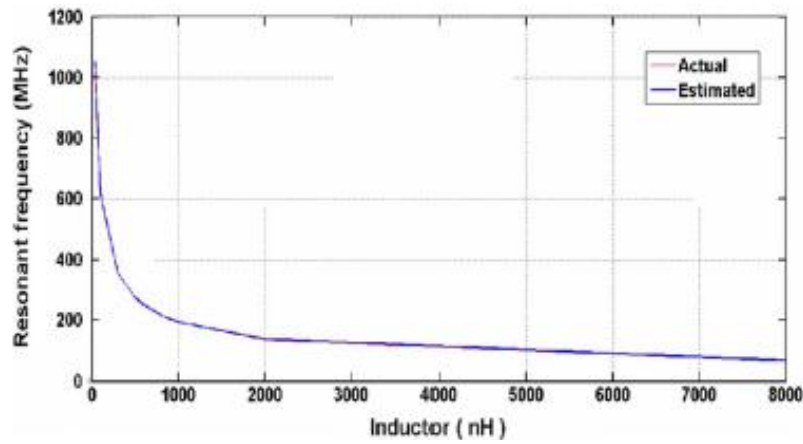


Figura 55: Comparación de las frecuencias de resonancia analíticas y por simulación con HFSS [17]

El espesor del elemento Z fue seleccionado en [17] para conseguir una gran eficiencia de radiación a las frecuencias VHF y menores. Con el barrido discreto de diseños desde 67.399MHz a 1015.19MHz se obtuvo y se demostró que la frecuencia de resonancia viene dada por la relación:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{eff} \cdot C_{eff}}} \quad (19)$$

donde L_{eff} y C_{eff} son, respectivamente, la inductancia y la capacitancia efectiva del sistema de la antena. La inductancia efectiva es linealmente proporcional al valor del elemento inductor concentrado. La capacidad efectiva permanece casi con el mismo valor en ese rango de frecuencias, siendo determinada principalmente por el monopolo.

Para el caso de 1000nH, $Q_{Chu} = 1.0523 \cdot 10^4$ de modo que:

$$\frac{Q_{VSRW}}{Q_{Chu}} = 7.16$$

donde:

$$Q_{VSRW} = \frac{2}{FBW_{VSRW}} \quad (20)$$

$$FBW_{VSWR} = \frac{f_{+3dB} - f_{-3dB}}{f_o} \quad (21)$$

El valor de Q normalizado fue calculado con:

$$Q_{YB} = \frac{f_o \left| \partial_f Z_{ant}(f_o) \right|}{2R_{ant}} \quad (22)$$

Por lo que para este caso (1000nH):

$$FBW_{VSWR} = 0.0027\%$$

$$\frac{Q_{YB}}{Q_{Chu}} = 7.14$$

En [3], se siguieron estudiando las propiedades de esta antena. En este artículo, se indica que la antena se puede diseñar con Rogers 5880 Duroid para dar integridad estructural.

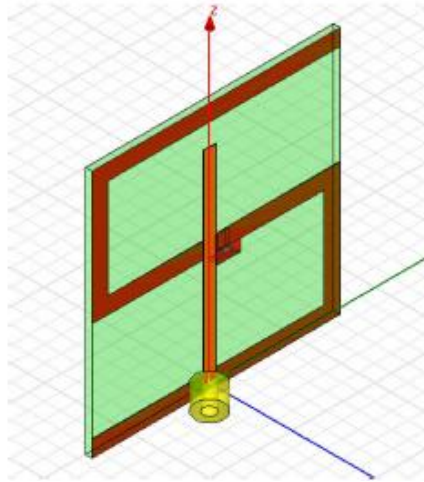


Figura 56: Vista 3D de antena Z [3]

En este caso, el elemento inductor es de 47nH con una Q mínima del circuito estimada en 100 a la frecuencia de resonancia. Basado en este valor de Q, las pérdidas conductivas del inductor se estimaron en $R_{loss}=1.6242\Omega$. La esfera mínima tiene $a=33.4840\text{mm}$. La frecuencia de resonancia de la antena es $f_o=570.38\text{MHz}$ y consecuentemente $k \cdot a \sim 0.4$. Los valores que predijeron con HFSS para S_{11} de la antena Z con un inductor con pérdidas son:

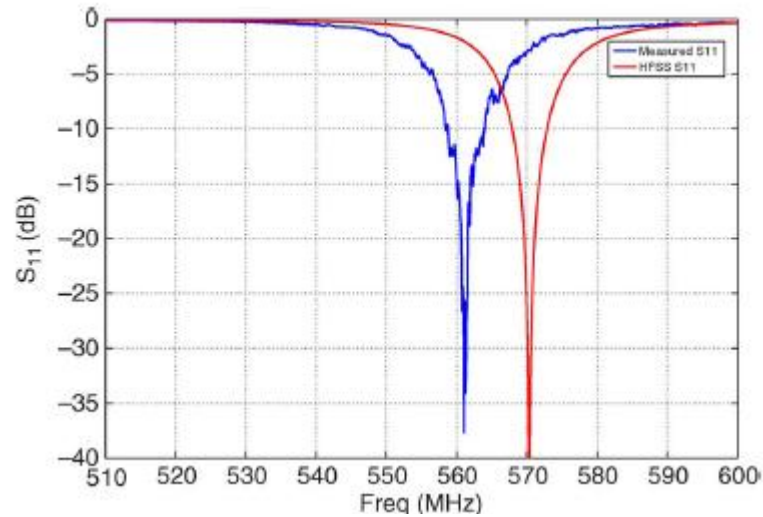


Figura 57: Valores S_{11} de la antena Z [3]

El inductor con pérdidas fue modelado en HFSS usando dos elementos concentrados en serie RLC, uno para representar $L=47\text{nH}$ y el otro para representar $R=1.6242\Omega$.

En la figura anterior se demuestra que los valores predichos con HFSS y los valores reales de S_{11} son bastante similares. Además, se confirma que la antena está bien adaptada a la fuente de $R_s=50\Omega$.

La eficiencia total medida a la frecuencia de resonancia $f_o=566.2\text{MHz}$ fue aproximadamente del 80.02% con un ancho de banda fraccional del 3% para $Q_{\text{ratio}} = 4.027$. Hay que indicar que debido a su gran volumen, $30\text{mm} \times 30\text{mm} \times 0.17\text{mm}$, la inductancia de la porción de cobre de la antena Z basada en Duroid no puede ser ignorada en relación al elemento inductor concentrado. Así, mientras L_{eff} es específicamente la inductancia de los elementos Z divididos y la inductancia del inductor concentrado conectado, los elementos parásitos todavía determinan L_{eff} y la frecuencia de resonancia de la antena. Adicionales simulaciones en [3] con HFSS mostraron una resistencia efectiva del inductor cercana a 0.7Ω .

2.2.3.1 Desarrollo de antena Z

Basándonos en estos resultados, desarrollamos nuestra propia estrategia de diseño de la antena Z donde se tomó como referencia el siguiente modelo sobre el que se van a ir modificando diferentes parámetros para finalmente, elegir el mejor caso para fabricar.

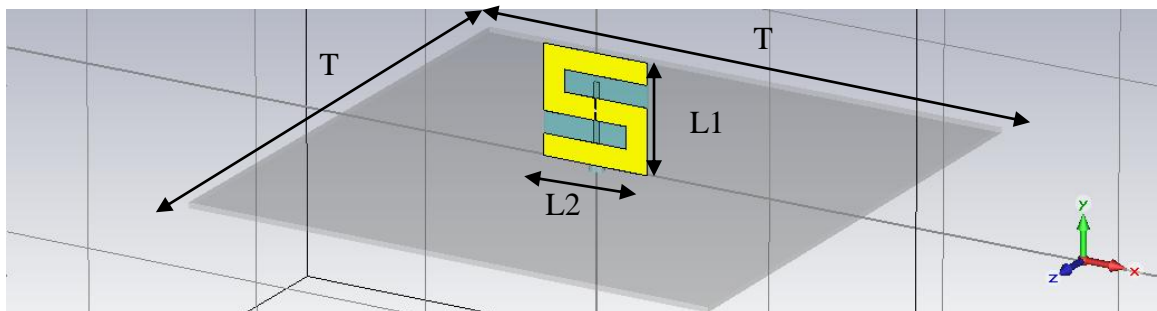


Figura 58: Visión general de la antena Z

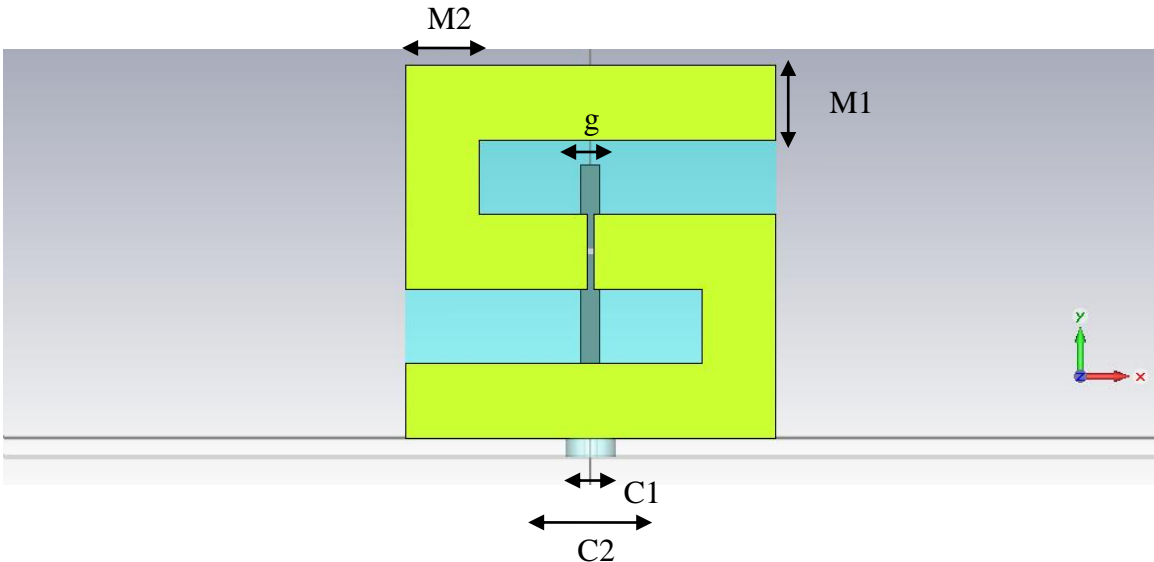


Figura 59: Primer plano de la antena Z

Donde el espesor del cobre es de 35 μm y el espesor del sustrato es de 0.787mm. El sustrato tiene permitividad 2.2, donde se ha usado el material de las librerías del programa *CST Microwave Studio*, Rogers Duroid RT5880.

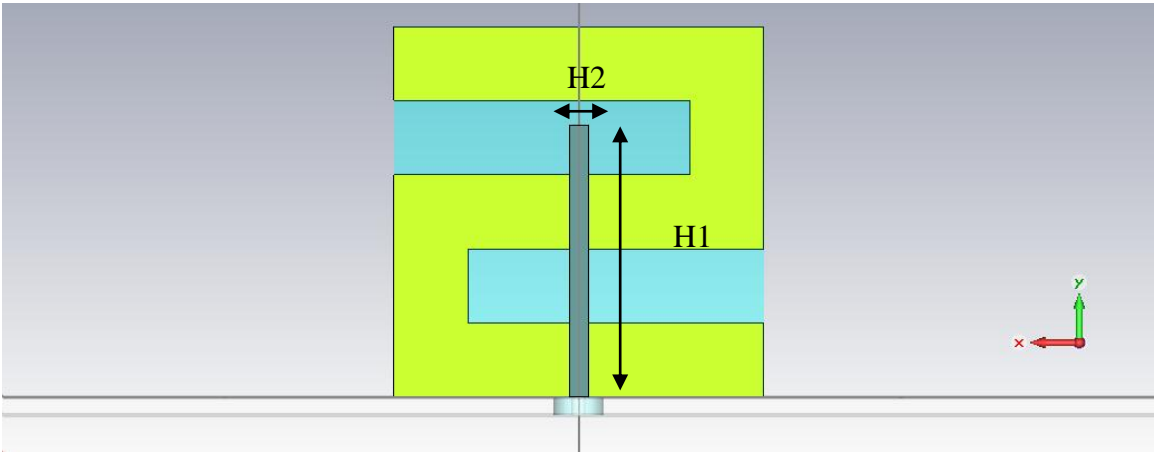


Figura 60: Vista posterior de la antena Z

Los parámetros principales de esta antena son por tanto:

Tabla 10: Principales parámetros para primer diseño de antena Z

Parámetros	Descripción	Valor (mm)
T	Tamaño de tierra	150
L1	Altura Z	30
L2	Anchura Z	30
M1	Altura strip	6
M2	Anchura strip	6
g	Gap	0.5
C1	Coaxial interno	0.57
C2	Coaxial externo	2.05
H1	Altura monopolo	22
H2	Anchura monopolo	1.5

Parámetros	Valor
Espesor Z (cobre) *	0.035mm
Espesor del sustrato	0.787mm
Permitividad del sustrato	2.2
Espesor monopolo*	0.035mm
Inductor	47nH 1Ω

* Incluido dentro del espesor del sustrato

Los resultados de esta antena son los siguientes:

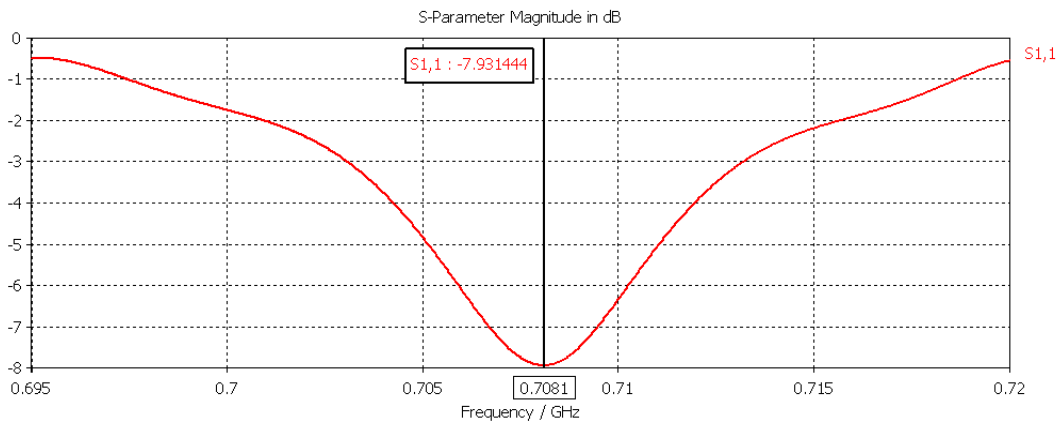


Figura 61: Valores de S_{11} para primer diseño de antena Z

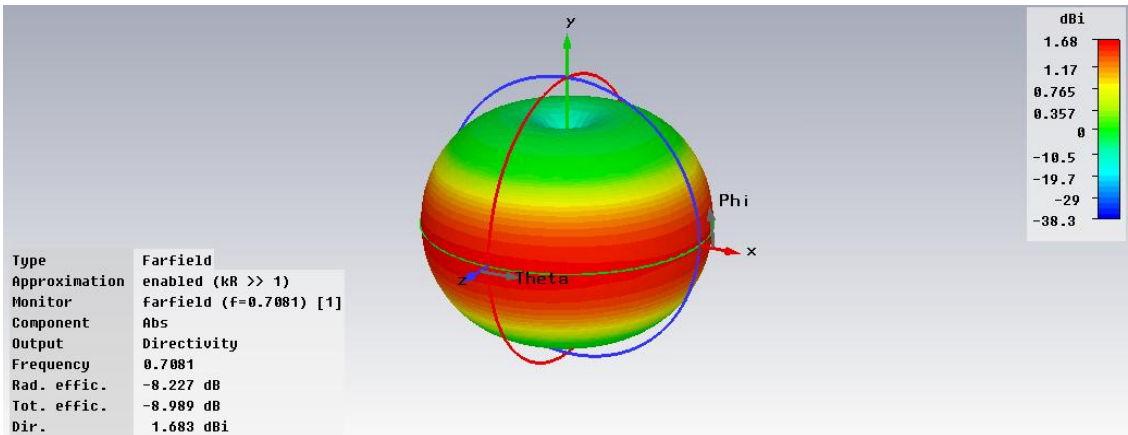


Figura 62: Directividad y campo lejano para primer diseño de antena Z

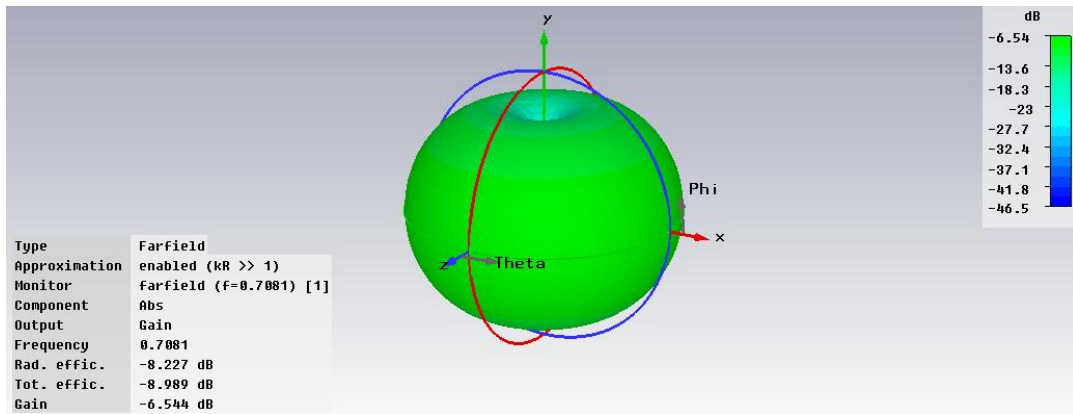


Figura 63: Ganancia y campo lejano para primer diseño de antena Z

La antena no se encuentra adaptada y vemos que la eficiencia conseguida no es buena (15%).

Debemos por tanto, diseñar nuestra propia estrategia de diseño para conseguir una antena de este tipo válida. Para ello, se han tenido en cuenta los siguientes aspectos:

1. Si aumentamos el tamaño de la antena, la frecuencia baja y se mejora la adaptación (hasta un límite).

Se ha realizado un análisis paramétrico para comprobarlo:

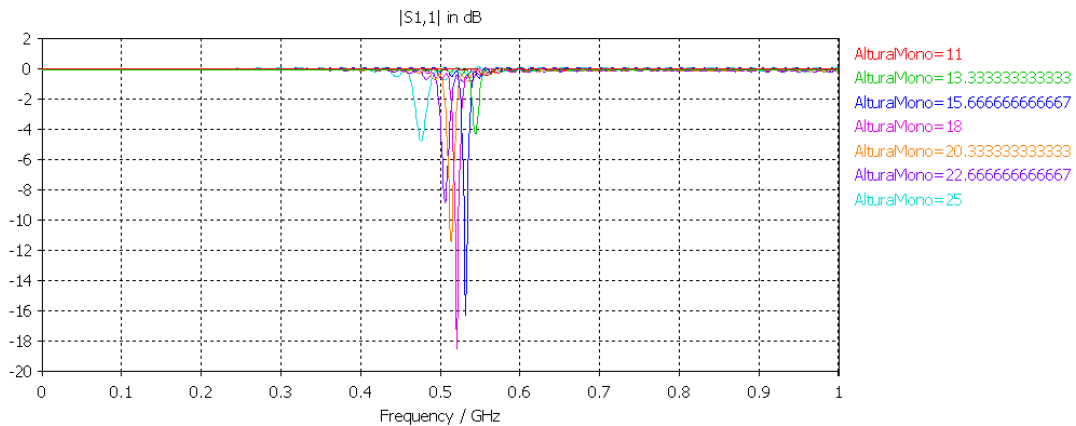


Figura 64: Análisis paramétrico de la antena Z variando la altura del monopolo

Si representamos estos resultados en una tabla, podemos comprobar que según se aumenta la altura del monopolo, la frecuencia de resonancia decrece.

Tabla 11: Frecuencias de resonancia para distintos valores del monopolo en antena Z

Altura Monopolo (mm)	Frecuencia de resonancia (MHz)
11	555.56
13.33	542.01
15.66	532.52
18	521
20.33	512.2
22.66	506.78
25	476.96

Del mismo modo, en la Figura 64, podemos ver que con altura 18 es como se consigue mayor adaptación por lo que vamos a ver los resultados en este caso (se muestran en rojo los parámetros que cambian):

Tabla 12: Principales parámetros de antena Z para monopolo de altura 18

Parámetros	Descripción	Valor (mm)
T	Tamaño de tierra	150
L1	Altura Z	30
L2	Anchura Z	30
M1	Altura strip	6
M2	Anchura strip	6
g	Gap	0.5
C1	Coaxial interno	0.57
C2	Coaxial externo	2.05
H1	Altura monopolo	18
H2	Anchura monopolo	1.5

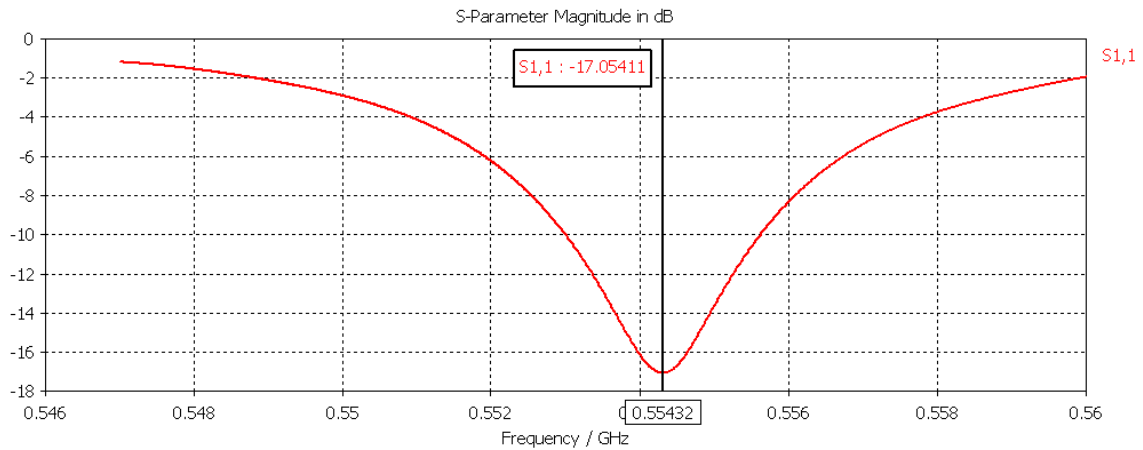


Figura 65: Valores de S_{11} con altura monopolo 18mm

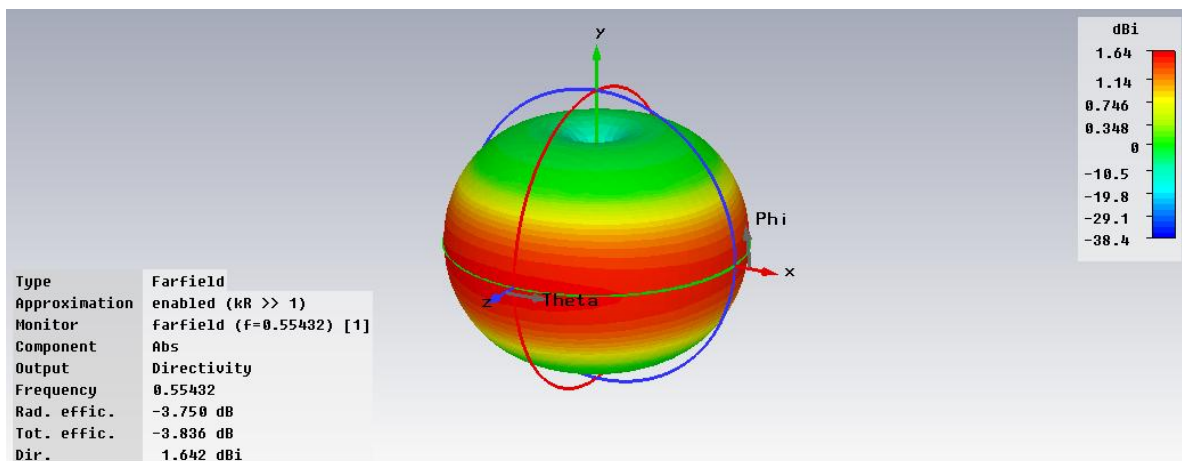


Figura 66: Campo lejano de la antena Z con altura monopolo 18mm

Podemos comprobar que efectivamente, con una altura del monopolo de 18mm se consigue adaptación ($S_{11}=-17.05\text{dB}$) y se mejora la eficiencia (42%).

2. Si aumentamos la distancia entre los strips de la línea de meandro, como se hace en la antena Z, disminuye el acoplo mutuo y la antena está más adaptada, siendo la frecuencia de resonancia mayor.

Esto es algo que ya hemos comprobado, ya que en los *strips* de la línea de meandro, la separación era de 5.6mm y se llegaba a un valor de S_{11} de -10.77 dB para una frecuencia de 498.93MHz. En cambio, en la antena Z de tamaño 30mmx30mm con altura del monopolo 18mm, la separación es de 6mm y se llega a un valor de -17.05dB para una frecuencia de 554.32GHz.

3. El espesor de Z nos va a influir en la eficiencia de radiación a las bajas frecuencias que tenemos como objetivo.

Primero hemos hecho un análisis paramétrico para comprobar el comportamiento con distintos substratos:

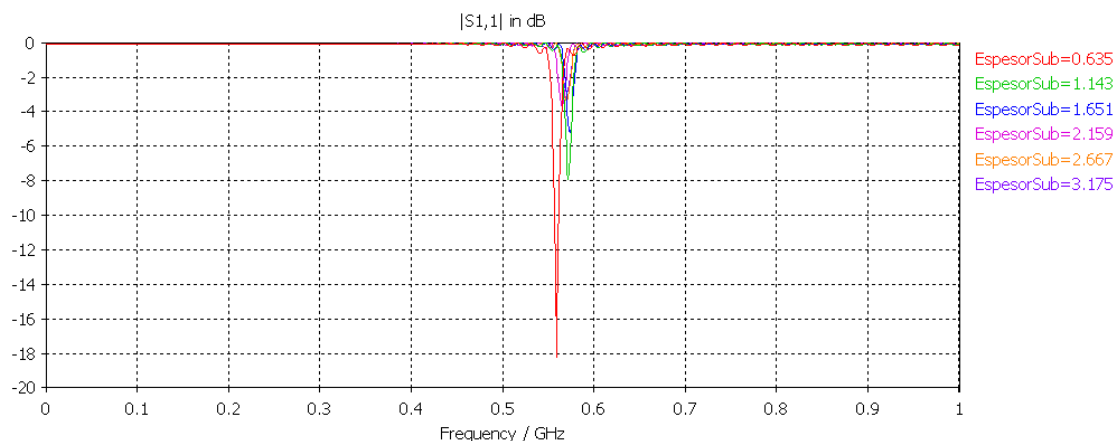


Figura 67: Análisis paramétrico de la antena Z variando el espesor del sustrato

Este análisis se ha realizado entre 0.127mm y 3.175mm, que son los valores de espesor extremos disponibles para Rogers Duroid RT5880 según su hoja de características. Entre esos dos valores, hemos obtenido cinco valores intermedios, ya que en las hojas de características de este material aparece esa cantidad de valores (0.127mm, 0.254mm, 0.381mm, 0.508mm, 0.787mm, 1.575mm y 3.175mm). Podemos comprobar en la figura que el primero de los valores no aparece. Esto es debido a que los resultados con un sustrato tan pequeño no son válidos para nuestra antena. Los números que aparecen en la figura 67 no son exactamente iguales a los que aparecen en las hojas de características ya que *CST Microwave Studio* intercala los cinco valores entre el primer y el último valor. Sin embargo, estos resultados nos pueden servir para ver cómo evoluciona el comportamiento de la antena según cambia el espesor del sustrato.

En la figura 67, podemos ver que según aumenta el sustrato, la adaptación decrece. Como vemos, no podemos ir a sustratos muy grandes porque no existe adaptación. De hecho, en la imagen sólo el valor de 0.635mm está por debajo de los -10dB. Este valor se encuentra entre los valores reales de 0.508mm y 0.787mm, siendo éste último el utilizado normalmente en nuestras simulaciones. Por lo tanto, vamos a ver los

resultados que se obtienen para un espesor de 0.508mm para comprobar si son mejores o peores que los ya obtenidos con 0.787mm.

Los parámetros para esta simulación son:

Tabla 13: Principales parámetros para antena Z variando espesor de sustrato

Parámetros	Descripción	Valor (mm)
T	Tamaño de tierra	150
L1	Altura Z	30
L2	Anchura Z	30
M1	Altura strip	6
M2	Anchura strip	6
g	Gap	0.5
C1	Coaxial interno	0.57
C2	Coaxial externo	2.05
H1	Altura monopolo	18
H2	Anchura monopolo	1.5

Parámetros	Valor
Espesor Z (cobre) *	0.035mm
Espesor del sustrato	0.508mm
Permitividad del sustrato	2.2
Espesor monopolo	0.035mm
Inductor	47nH 1Ω

Los resultados obtenidos son:

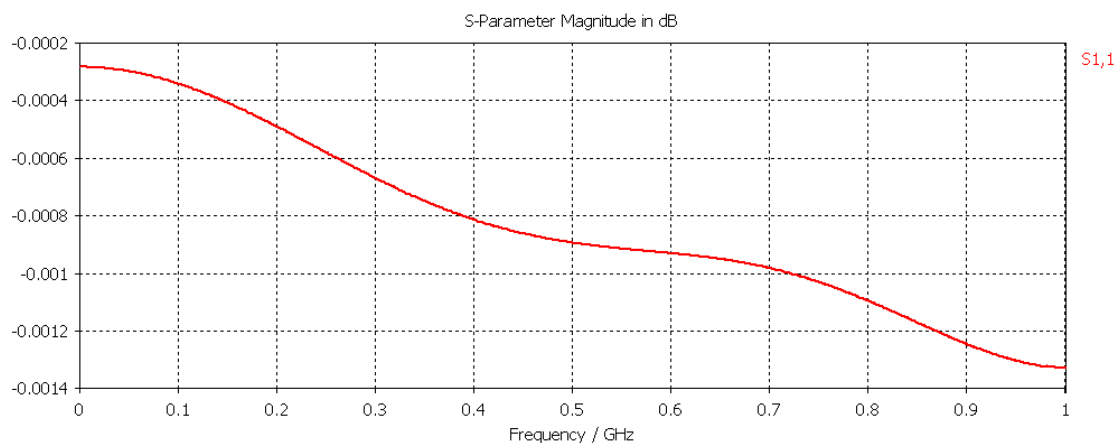


Figura 68: Valores de S_{11} para antena Z con sustrato de espesor 0.508mm

Vemos que con este sustrato, los resultados no son correctos en las frecuencias de interés, que siempre serán menores a 1GHz.

Comprobemos los resultados si aumentamos el sustrato de tamaño a un valor de 1.575mm:

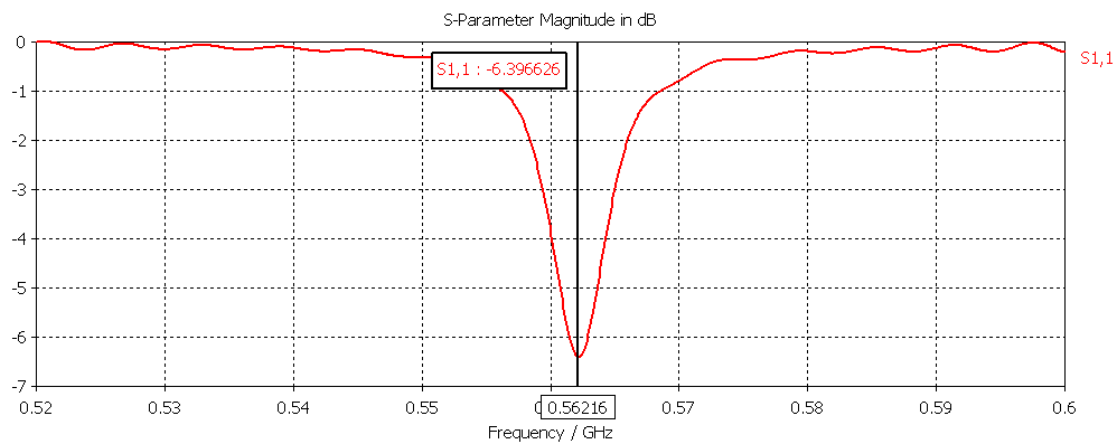


Figura 69: Valores de S_{11} para antena Z con sustrato de espesor 1.575mm

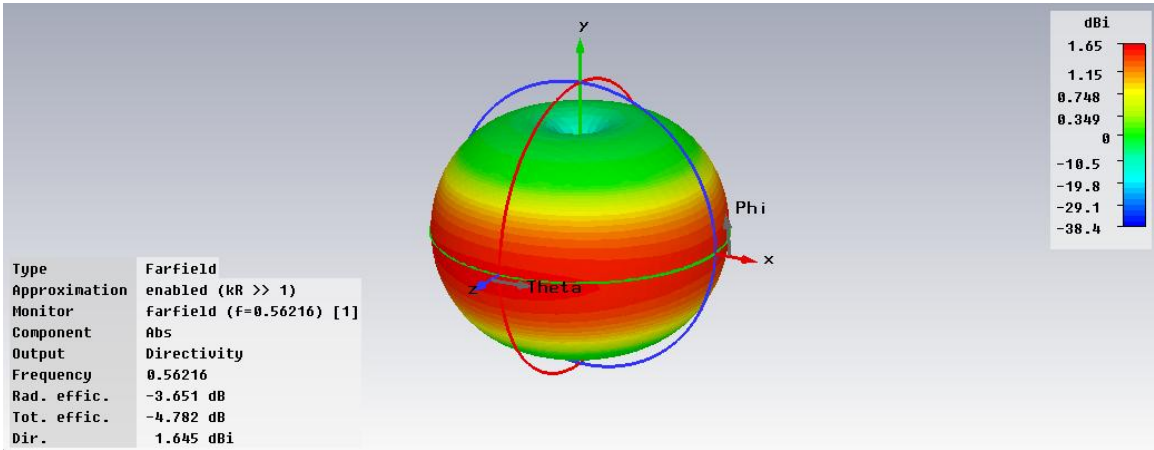


Figura 70: Campo lejano de la antena Z para sustrato 1.575mm

Vemos que la antena no está adaptada y que la eficiencia total con respecto al caso de 0.787mm de espesor es peor, ya que tenemos una OE=33.2%. Sin embargo, cabe destacar que la RE es ligeramente superior (43%).

2.2.3.2 Antena Z para fabricar

El mejor diseño encontrado y, por tanto, el que fue mandado a fabricar, ha sido:

Tabla 14: Parámetros para la antena Z a fabricar

Parámetros	Descripción	Valor (mm)
T	Tamaño de tierra	150
L1	Altura Z	30
L2	Anchura Z	30
M1	Altura strip	6
M2	Anchura strip	6
g	Gap	0.5

C1	Coaxial interno	0.57
C2	Coaxial externo	2.05
H1	Altura monopolo	18
H2	Anchura monopolo	1.5
Parámetros		Valor
Espesor Z (cobre) *		0.035mm
Espesor del substrato		0.787mm
Permitividad del substrato		2.2
Espesor monopolo		0.035mm
Inductor		47nH
		1Ω

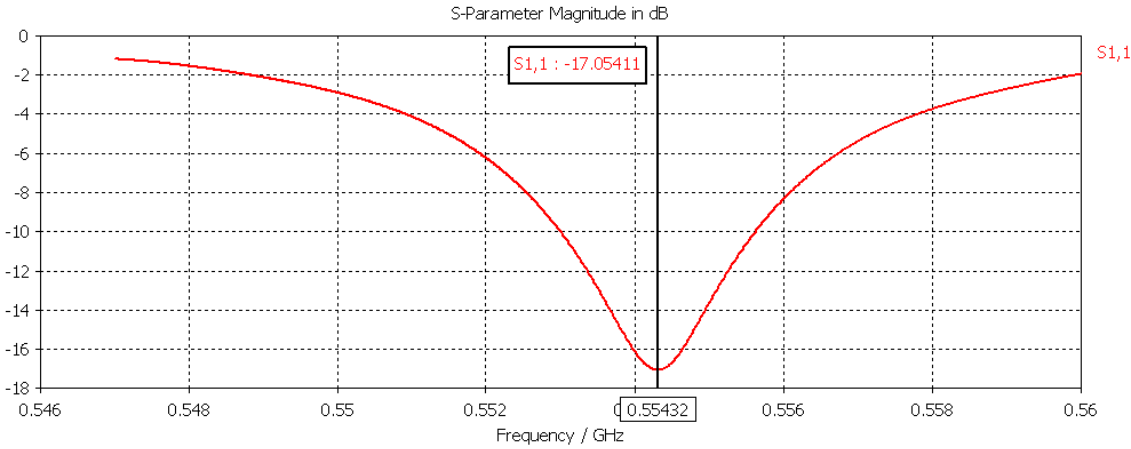


Figura 71: Resultados de S_{11} de la antena Z a fabricar

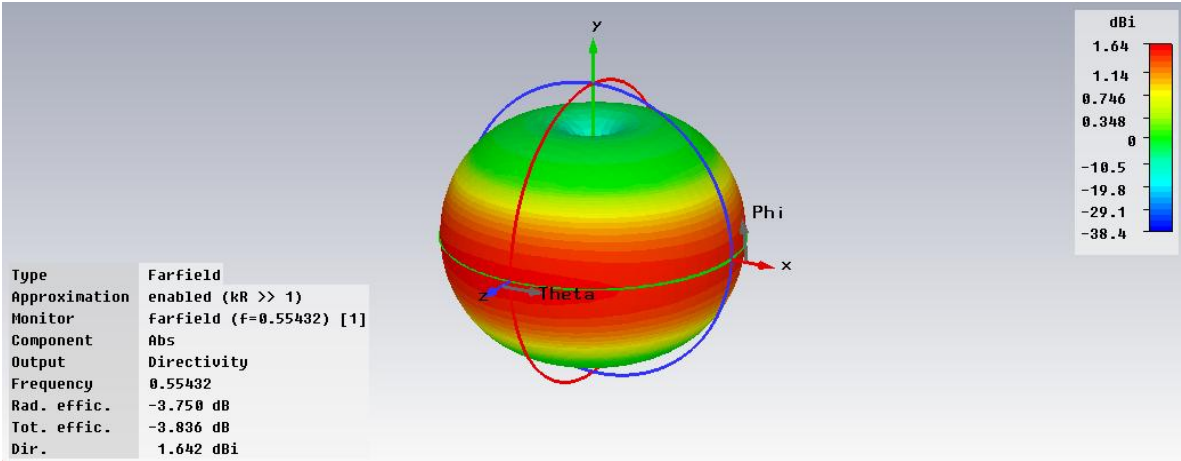


Figura 72: Campo lejano de la antena Z a fabricar

Vemos que está adaptado y que tiene una eficiencia de radiación del 42.17% y una eficiencia total del 41.34%.

Si analizamos el diagrama de radiación para el plano E obtenemos la siguiente imagen:

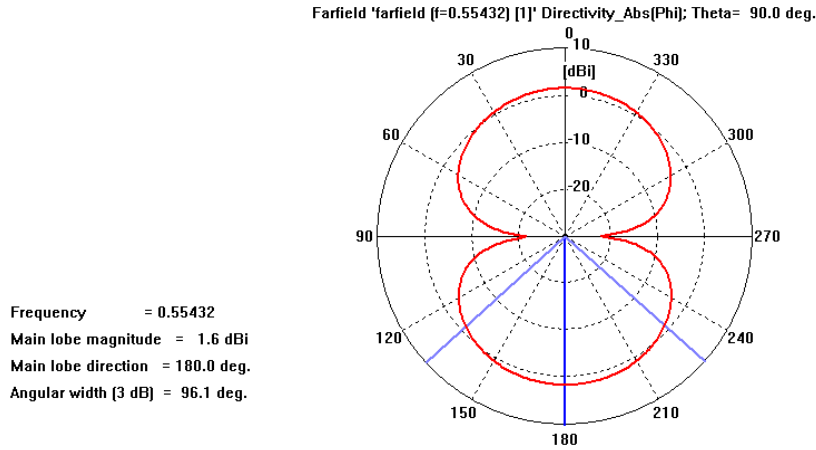


Figura 73: Diagrama de radiación de antena Z simulada para plano E

Podemos observar que tenemos un máximo en 0° y en 180° , mientras que los nulos se encuentran en 90° y 270° .

Tal y como se ha explicado para el caso de la anterior antena y tal y como se indica en el artículo [37], el diagrama de radiación de la figura 73 se corresponde con el de un monopolo sobre un plano de masa finito.

Si observamos ahora qué ocurre para el diagrama de radiación en el plano H, obtenemos:

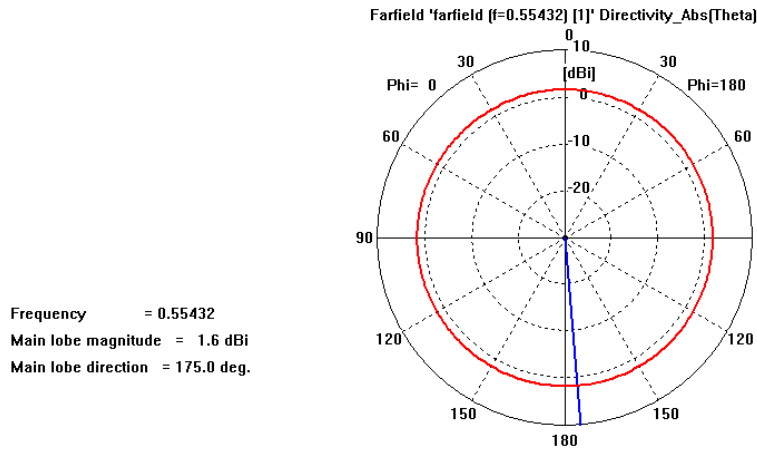


Figura 74: Diagrama de radiación de antena Z simulada para plano H

Podemos comprobar que, tal y como espera de la radiación de un monopolo, el plano H es omnidireccional.

Es de interés estudiar hasta que frecuencia se considera que esta antena es eléctricamente pequeña según el criterio anteriormente indicado: $k \cdot a \leq 0.5$.

En este caso:

$$\lambda_o = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{554.3 \text{ MHz}} = 0.541 \text{ m} \Rightarrow k = \frac{2\pi}{\lambda_o} = 11.6 \quad (23)$$

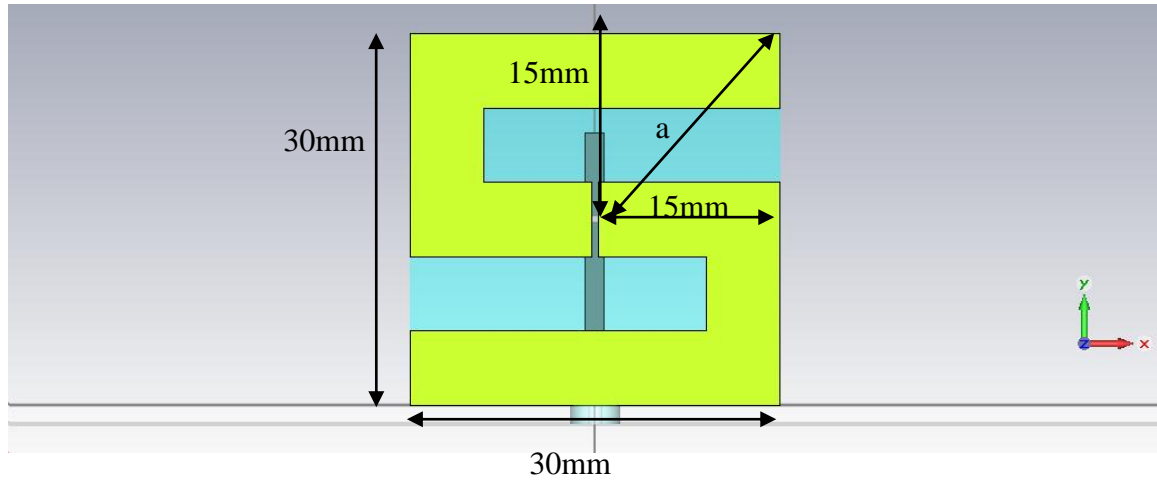


Figura 75: Medidas para cálculo de a de antena Z

Por lo tanto, ' a ' es igual a 21.21mm. Lo que nos lleva a que en este caso:

$$k \cdot a = 0.246.$$

Será eléctricamente pequeña hasta:

$$21.21mm \frac{2\pi}{c} f = 0.5 \Rightarrow f = 1.126GHz \quad (24)$$

Por tanto, los resultados de simulación de esta antena se pueden resumir en la siguiente tabla:

Tabla 15: Resultados de simulación de antena EZ

	Frec (MHz)	ka	FBW	Q	Q_{Chu}	Q_{ratio}	RE (%)	OE(%)	D	G (dB)
Artículo [3]	570.38	0.4	3%	66.67	18.125	4.027	91.34	80.02	--	--
Simulación	554.3	0.246	0.47%	426.38	71.24	14.19	42.17	41.34	1.642dBi	-2.018

Donde Q_{ratio} se define como:

$$Q_{ratio} = \frac{Q}{Q_{lb}} \quad (25)$$

Donde:

$$Q = \frac{2}{FBW} = \frac{2f_o}{f_+ - f_-} \quad (26)$$

$$Q_{lb} = RE * Q_{Chu}$$

Siendo Q_{Chu} :

$$Q_{Chu} = \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka} \quad (27)$$

Podemos observar que los resultados obtenidos son peores que en el artículo ya que tanto la eficiencia de radiación como la eficiencia total son menores. Lo mismo ocurre con el ancho de banda, que se ve considerablemente reducido. Hemos de tener en

cuenta que las dimensiones de la antenna son distintas. Sin embargo, se ha de considerar la mejora en la eficiencia que se consigue con respecto a un monopolo eléctricamente pequeño sin ningún elemento parásito.

2.2.3.3 Medidas de antenna Z

El prototipo fabricado para la antenna Z es el siguiente:

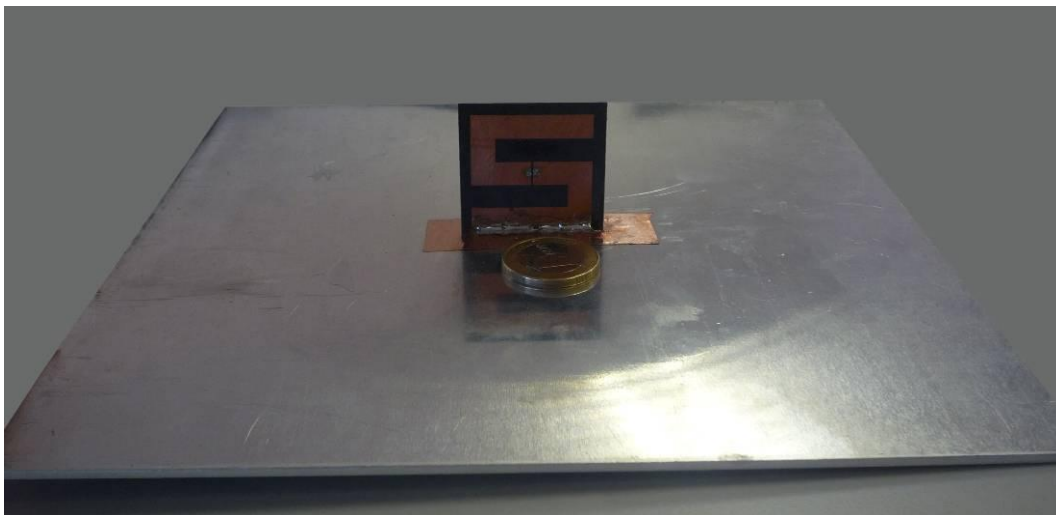


Figura 76: Imagen de la antenna Z fabricada

2.2.3.3.1 Adaptación

Los resultados obtenidos al medir con el analizador de redes, han sido los siguientes:

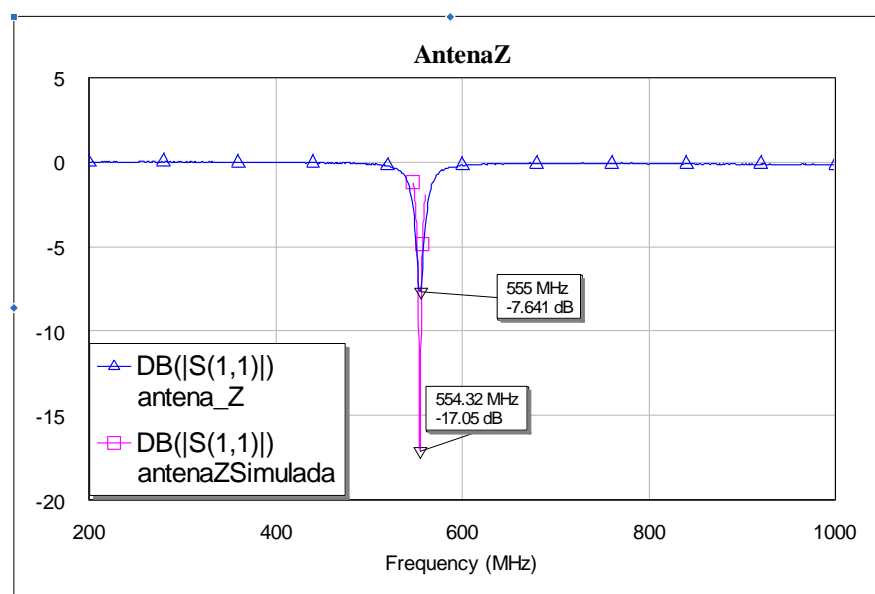


Figura 77: Comparación de adaptación entre antenna Z medida y simulada

Si nos centramos en las frecuencias de interés, tenemos:

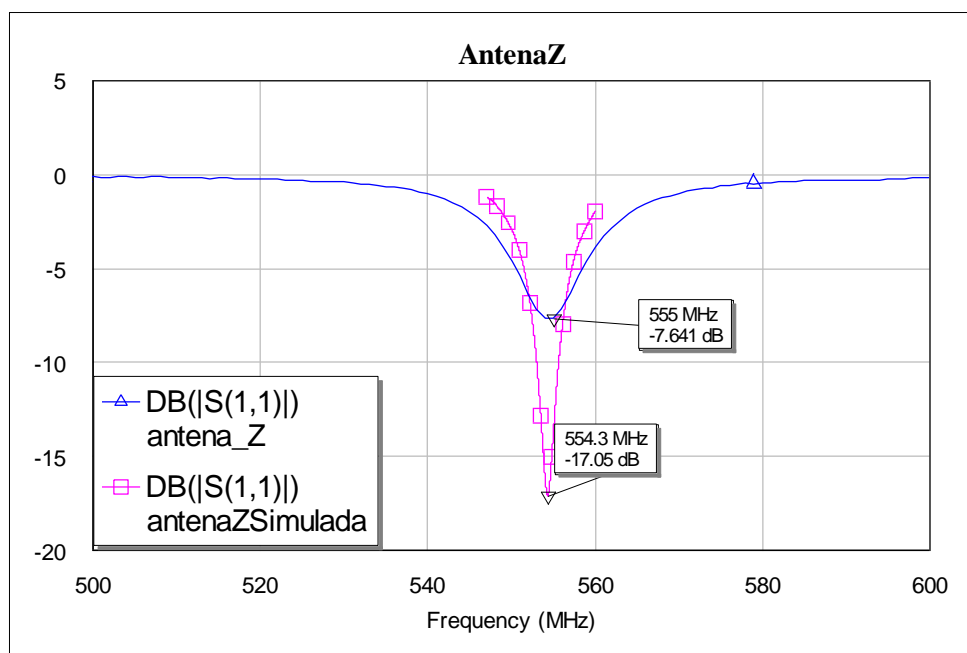


Figura 78: Comparación en rango de interés de antena Z real y simulada

La variación en frecuencia es del 0.13%, es decir, prácticamente nula.

Del mismo modo que antes, si hacemos la simulación en el mismo ancho de frecuencias que las medidas obtenemos:

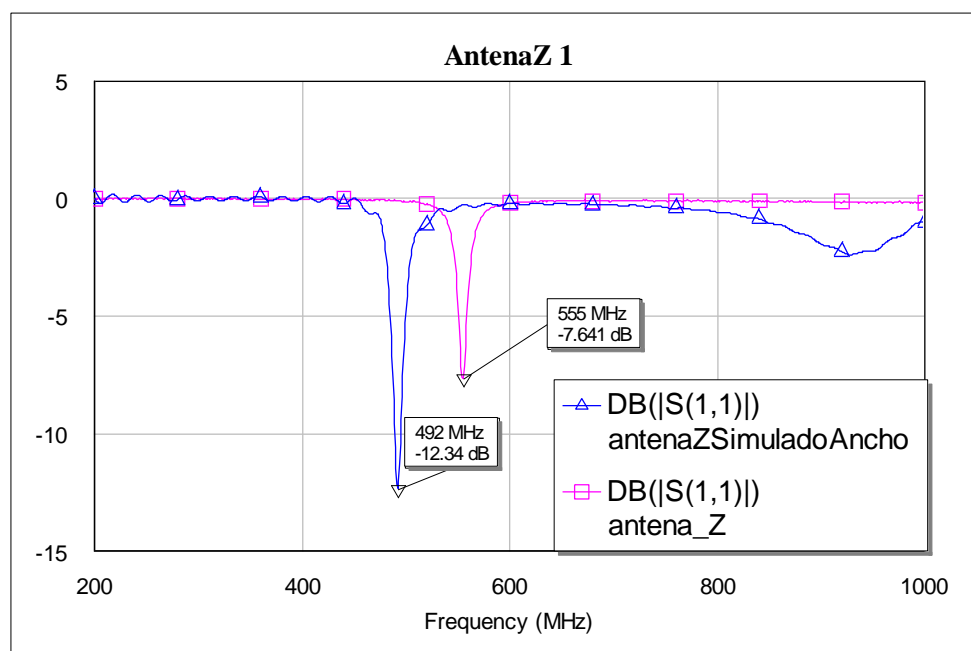


Figura 79: Comparación antena Z medida y simulada en todo el rango de frecuencias

La variación en frecuencia es del 11.35%. Esta variación es considerablemente mayor pero hemos de tener en cuenta que con el programa CST Microwave Studio, los

resultados varían mucho dependiendo del rango de frecuencias utilizado, siendo preferible que éste sea estrecho para obtener resultados más precisos. Por ello, podemos considerar como válido la primera comparación que daba una diferencia de frecuencias de sólo el 0.13%.

Es de interés estudiar hasta que frecuencia se considera que esta antena es eléctricamente pequeña según el criterio anteriormente indicado: $k \cdot a \leq 0.5$.

En este caso:

$$\lambda_o = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{555 \text{ MHz}} = 0.5405 \text{ m} \Rightarrow k = \frac{2\pi}{\lambda_o} = 11.624 \quad (28)$$

Sabemos que 'a' es igual a 21.21mm. Lo que nos lleva a que en este caso:

$$k \cdot a = 0.2465.$$

Será eléctricamente pequeña hasta:

$$21.21 \text{ mm} \frac{2\pi}{c} f = 0.5 \Rightarrow f = 1.126 \text{ GHz} \quad (29)$$

2.2.3.3.2 Diagrama de radiación

Para realizar esta medida se ha llevado a cabo exactamente el mismo procedimiento que para el caso de la antena de línea de meandro anteriormente explicada.

Podemos ver en la siguiente imagen a la antena Z en la cámara anecoica para realizar las medidas:



Figura 80: Antena Z en cámara anecoica para medida de plano E



Figura 81: Antena Z en cámara anecoica para medida de plano H

El resultado obtenido para el plano E copolar es el siguiente:

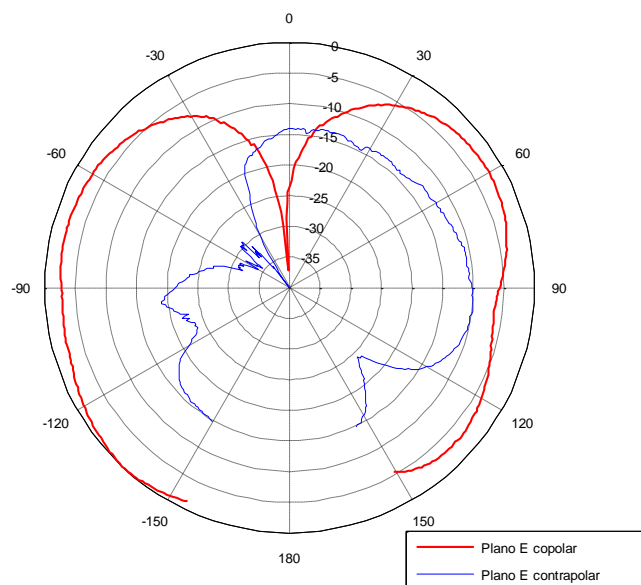


Figura 82: Diagrama de radiación medido para antena Z en plano E (copolar y contrapolar)

La diferencia entre el máximo del plano copolar y del plano contrapolar es de 9.83dB.

El resultado en simulación era:

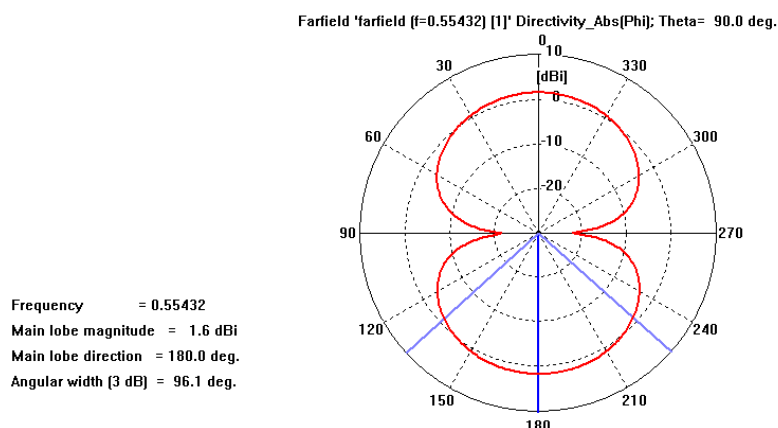


Figura 83: Diagrama de radiación de antena Z simulada para plano E

Como ya se ha explicado para la antena de línea de meandro, la diferencia en los ejes hace que los diagramas de radiación para la simulación y la medida estén girados 90° uno respecto del otro. Aún así, podemos comprobar que los resultados de las medidas son correctos ya que aparece un nulo en una posición muy cercana a 0°, mientras que los máximos se encuentran en 90° y -90°. En 180° debería haber otro nulo, pero como ya se ha comentado, la medida sólo se pudo realizar hasta 150°.

Los errores en la medida tienen el mismo origen que en el caso anterior y se deben principalmente a las siguientes causas:

- La antena no está perfectamente alineada en vertical.
- La sonda tiene un rango de funcionamiento de 700MHz a 6 GHz, lo que queda fuera de la frecuencia que queremos medir (aproximadamente 500MHz) por lo que la medida se puede realizar pero su fiabilidad se ve limitada.

El resultado para el campo H sí es más correcto, ya que la radiación en este caso debe ser omnidireccional:

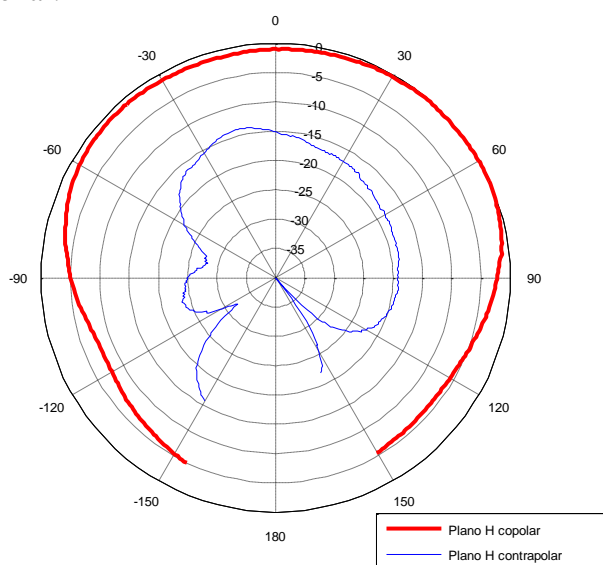


Figura 84: Diagrama de radiación medido para antena Z en plano H (copolar y contrapolar)

La diferencia entre el máximo del plano H copolar y el del contrapolar es de 7.92dB.

2.2.3.3.3 *Ganancia*

Para calcular la ganancia, hemos de aplicar la fórmula típica de un balance de enlace:

$$20\log|S_{21}| = 10\log\frac{P_{rx}}{P_{tx}} = G_R + G_T - 20\log\frac{4\pi d}{\lambda} - L \quad (30)$$

De entre los resultados de las medidas, vamos a escoger el máximo valor de S_{21} conseguido. Éste se ha encontrado para la medida del campo E polar con un valor de -17.95dB.

Tal y como se ha explicado en el caso anterior, hemos de tener en cuenta varios parámetros para poder despegar la G de la fórmula anterior:

- 1) Ganancia de cable y amplificador: 22.1dB
- 2) Ganancia de la sonda a la frecuencia de 500MHz: 4dB
- 3) Distancia entre antena a medir y sonda: 3.27m

Con todos estos datos, podemos despejar la ganancia de nuestra antena (todo en dB):

$$G = S_{21} - G_R + 20\log\frac{4\pi d}{\lambda} + L = -17.95 - 4 + 20\log\frac{4 \cdot \pi \cdot 3.27}{3 \cdot 10^8 / 555 \text{MHz}} - 22.1 = -6.43 \text{dB}$$

Para considerar este resultado, no sólo hemos de tener en cuenta los errores ya explicados, sino también el hecho de que no nos encontramos en campo lejano. Los tres criterios que definen el campo lejano son:

$$\begin{aligned} 10\lambda &= 5.4\text{m} \\ 10D &= 0.42\text{m} \\ \frac{2D^2}{\lambda} &= 6.66\text{mm} \end{aligned}$$

La distancia en la medida es de 3.27m, por lo que el criterio de 10λ no se cumple. Una opción para llevar a cabo esta medida, sería calcular la eficiencia con el método de *Wheeler Cap* tal y como se ha explicado con la otra antena, para poder multiplicarlo por la directividad y obtener la ganancia.

2.2.3.3.4 *Directividad y eficiencia de radiación*

La directividad puede ser calculada de forma aproximada a partir del diagrama aplicando la fórmula de Kraus:

$$D = \frac{4\pi}{\Delta\theta_{3dB}^E \cdot \Delta\theta_{3dB}^H} \quad (31)$$

Capítulo 2: Antenas eléctricamente pequeñas

El ángulo a 3dB para el plano E ha sido de 98.47° mientras que para el plano H podemos hacer la aproximación de considerar que es omnidireccional (360°). Por lo tanto:

$$D = \frac{4\pi}{98.47 \frac{\pi}{180} \cdot 2\pi} = 1.16$$

Tenemos, por tanto, una directividad de 0.64dB. A partir de ella, podemos obtener la eficiencia de radiación:

$$G = RE \cdot D \Rightarrow RE = \frac{G}{D} \quad (32)$$

En unidades naturales, la ganancia es de 0.227 y la directividad de 1.16, por lo que:

$$RE = \frac{G}{D} = \frac{0.227}{1.16} = 0.196 \Rightarrow 19.6\%$$

2.2.3.3.5 Resultados de medida finales

Por tanto, los resultados de medida de esta antena se pueden resumir en la siguiente tabla:

Tabla 16: Resultados de medida de antena Z

	Frec (MHz)	ka	FBW	Q	Q _{Chu}	Q _{ratio}	RE (%)	OE(%)	D (dB)	G (dB)
Artículo [3]	570.38	0.4	3%	66.67	18.125	4.027	91.34	80.02	--	--
Simulación	554.3	0.246	0.47%	426.38	71.24	14.19	42.17	41.34	1.642	-2.018
Medida	555	0.2465	1.04%	193.38	70.82	13.93	19.6	--	0.64	-6.43

Podemos observar que los resultados varían ya que el ancho de banda crece ligeramente colocándose en valores más cercanos a los dados en el artículo [3]. El valor de Q en la medida disminuye con respecto a simulación. Lo mismo ocurre con la ganancia, la directividad y la eficiencia. Si bien cabe destacar, que en el software de estudio de los resultados de la cámara anecoica, la ganancia que se obtenía era de -2dB, más cercana a los resultados de simulación.

2.3 Conclusiones

Una vez concluido este capítulo en el que se lleva a cabo el desarrollo de dos antenas eléctricamente pequeñas, podemos llegar a las siguientes conclusiones:

- La inclusión de un elemento parásito (línea de meandro o estructura Z) de naturaleza inductiva (ENG) compensa el carácter capacitivo del monopolo formando un sistema resonante y proporcionando adaptación, aunque el ancho de banda es muy estrecho.
- Una de las principales ventajas de las antenas eléctricamente pequeñas es la miniaturización, aunque también podemos destacar la mejora de la adaptación.
- Sin embargo, las antenas eléctricamente pequeñas son poco eficientes. Este hecho se mejora con la inclusión de elementos parásitos en campo cercano.
- La necesaria disminución del plano de masa de la antena nos lleva a una disminución de la eficiencia y de la adaptación.
- El aumento de la anchura de los *strips* proporciona una mayor adaptación y una mejor eficiencia. Lo mismo ocurre si aumento su separación.
- Los principales errores que aparecen en las medidas son debido a las dificultades encontradas en la cámara anecoica. Las antenas no se encuentran en campo lejano, existe un desapuntamiento por la dificultad de la colocación en la estructura de la cámara y la sonda funciona en un rango de frecuencias distinto del nuestro.
- A pesar de estas dificultades, los resultados encontrados pueden ser considerados razonables y válidos.

Capítulo 3

Redes de Non-Foster

3.1 Introducción

Como ya se ha comentado, las antenas eléctricamente pequeñas tienen una alta impedancia reactiva debido a su pequeño tamaño en relación a la longitud de onda. Aunque se compense bien esta impedancia reactiva, la resistencia de radiación va a ser muy pequeña y la eficiencia será pobre debido a la desadaptación entre la impedancia de entrada de la antena eléctricamente pequeña y la impedancia de la fuente a la que se suele conectar dicha antena ($50\ \Omega$). Las redes de adaptación se usan para solucionar este problema.

Para una antena con alto Q , la adaptación es difícil de alcanzar debido a las restricciones de la teoría ganancia-ancho de banda ([19] y [20]) como ya se ha explicado.

Con antenas eléctricamente pequeñas, la adaptación con inductores y capacidades sin pérdidas es efectiva sólo sobre pequeños anchos de banda. De hecho, tal y como se indica en [1], los problemas con la adaptación pasiva son tan grandes que se vuelve viable la alternativa de no adaptar ya que las cargas están en el borde la carta de Smith y la intersección con la circunferencia $R=1$ ó $G=1$ se hace muy complicada.

En [1] también se propone la adaptación con un gran ancho de banda incorporando pérdidas, pero la eficiencia de transferencia de potencia de la antena será baja. Por lo tanto, para un ancho de banda significativo, la adaptación convencional para antenas eléctricamente pequeñas tiene resultados inviables en términos de poca ganancia.

La desventaja de la poca ganancia para la antena transmisora es la necesidad de incrementar la potencia de salida transmitida. La técnica de adaptación de impedancias de Non-Foster permite incrementar la potencia de radiación, en comparación con la adaptación convencional, sin incrementar la potencia del transmisor, por lo que consigue una eficiencia mayor.

La desventaja para la antena receptora es una menor sensibilidad, esto es, una relación señal a ruido baja. Las redes de Non-Foster mejoran la relación señal a ruido en 10 dB o más comparando con las redes pasivas según [1].

El teorema de reactancia de Foster dice que la impedancia en el punto de funcionamiento de un puerto sin pérdidas debe tener un valor real y positivo y ser función impar de la variable de la transformada de Laplace s . Un corolario a este teorema es que la pendiente de la correspondiente curva reactancia versus frecuencia es positiva.

En la adaptación de Non-Foster, se usan impedancias sin pérdidas que incumplen este teorema, esto es, elementos cuya pendiente de la curva reactancia versus frecuencia es negativa. Para hacer eso, tenemos que liberarnos de las condiciones de la teoría ganancia-ancho de banda y poder así conseguir la adaptación de impedancias deseada.

Los elementos que constituyen un circuito de Non-Foster son inductores y capacitancias negativas realizadas con NICs (*Negative Impedance Converters*).

La característica principal que hace que un elemento de Non-Foster sea tan útil es que la pendiente de la reactancia es negativa. En la siguiente figura se muestra como una capacidad ideal negativa $-C$ cancela la capacidad positiva C para todas las frecuencias, en comparación con el método habitual, en el que C forma un circuito resonante con L siendo de ese modo la parte imaginaria de la impedancia cero para una única frecuencia.

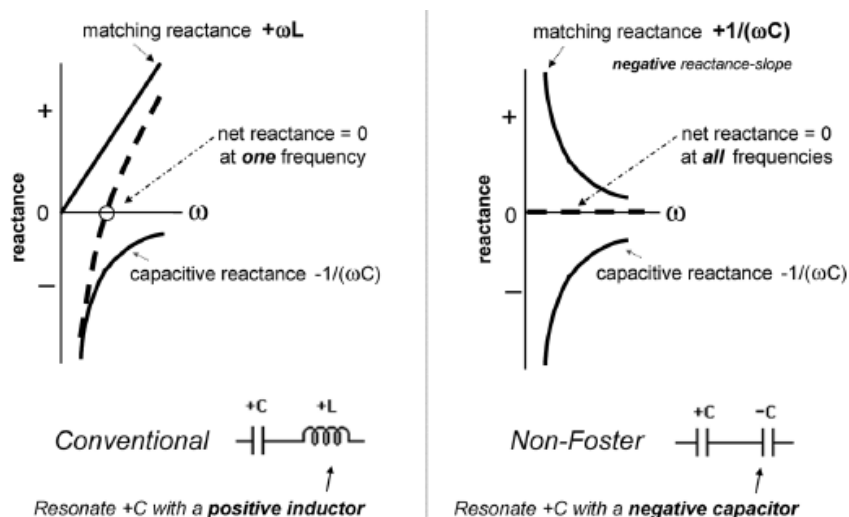


Figura 85: Resonancia convencional vs Non-Foster de una capacitancia positiva [1]

Esta aproximación puede ser extendida a un proceso ideal llamado *modelado de imagen negativa* por el cual una antena eléctricamente pequeña se adapta a 50Ω para todas las frecuencias. En [1] se pone de ejemplo un modelo de un monopolo eléctricamente pequeño (Fig. 86a), donde se cancelan los elementos positivos $-L$, $-C$ y $-$

C' y se transforma la impedancia original de la antena a una resistencia de radiación dependiente del cuadrado de la frecuencia (Fig. 86b). Esta resistencia es transformada a su vez a una constante de 50Ω a través de un transformador inductivo con elementos concentrados en T con elemento positivo y negativo L_o y $-L_o$ respectivamente (Fig. 86c)

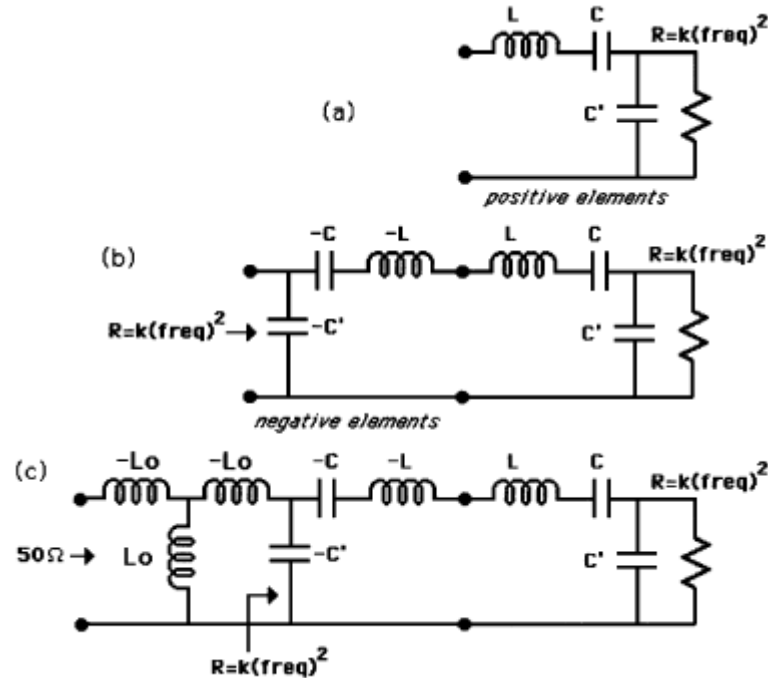


Figura 86: Adaptación de impedancias con modelado de imagen negativa [1]

El modelo ideal de modelado de imagen negativa ignora los problemas de implementaciones prácticas de los elementos negativos, que incluyen la realización de NICs, la selección del transistor, biasing, ruido y la más difícil, la estabilidad del circuito. De hecho, inicialmente la adaptación de Non-Foster ha usado un elemento simple negativo para cancelar la capacidad dominante del monopolo o dipolo. Pero en [1], se consiguió mejorar esto incluso superando la adaptación pasiva.

En [1], se comprobó la eficiencia de potencia de las redes de adaptación de Non-Foster, en concreto, para un monopolo eléctricamente pequeño. Estas redes consiguen una gran mejora en la ganancia s_{21} ya que, como ya hemos comentado, se consigue obviar la teoría ganancia-ancho de banda, que sólo aplica a redes pasivas. Esto significa que para la misma potencia RF entregada a la antena sobre un ancho de banda dado, las redes pasivas requieren mucho más potencia que las de Non-Foster. En [1], se compara la eficiencia de potencia de las redes pasivas con las de Non-Foster, considerando la situación de la siguiente figura:

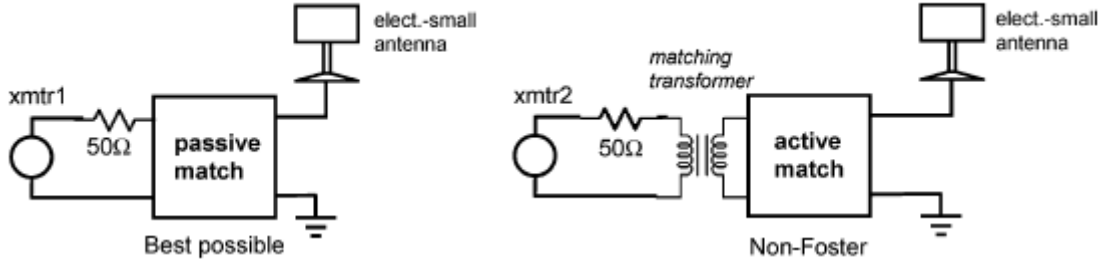


Figura 87: Comparación de la eficiencia de potencia de la mejor red pasiva con red de Non-Foster [1]

La red de Non-Foster mostrada en la imagen anterior (denominada “adaptación activa”) ha incluido un transformador a la entrada para conseguir acercar la parte real de la impedancia de la antenna a la del generador. Por otro lado, la red pasiva que se pueda realizar, puede incluir bobinas, condensadores y transformadores.

La eficiencia que se compara para cada caso se define como sigue [1]:

$$\eta = \text{potencia de salida de la señal} / \text{potencia dc requerida a la entrada} \quad (33)$$

En ambos casos, se calcula η para la misma potencia de salida sobre el mismo ancho de banda.

Para el circuito de Non-Foster, primero se indica la potencia de entrada disponible en el transmisor, $P_{in-active}$, y posteriormente, la potencia entregada a la antenna, P_{ant} . Esta última es calculada en [1] monitorizando el voltaje que llega a la resistencia r del modelo de la antenna que podemos ver en la siguiente imagen:

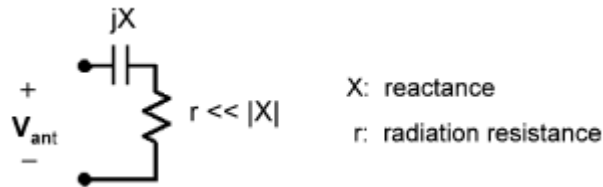


Figura 88: Modelo simplificado de monopolo eléctricamente pequeño [1]

Sobre un ancho de banda determinado, se puede calcular P_{ant} como el valor medio de la potencia entregada a la antenna. La potencia total necesaria, $P_{dc-active}$, es la suma de la potencia que necesita el NIC y la potencia de dc que necesita el transmisor, que se puede estimar como dos veces $P_{in-active}$. Por tanto, la eficiencia del circuito de Non-Foster se puede definir como:

$$\eta_{active} = \frac{P_{ant}}{P_{dc-active}} \quad (34)$$

Para el caso de la red pasiva, la ganancia de transmisión media es menor que la obtenida con la red de Non-Foster, y para la misma potencia P_{ant} entregada a la antenna se

necesita incrementar la potencia del transmisor, $P_{in-passive}$. La potencia dc total necesaria, $P_{dc-passive}$, es la que necesita el transmisor, que se estima como dos veces $P_{in-passive}$. Por tanto, la eficiencia en este caso será:

$$\eta_{passive} = \frac{P_{ant}}{P_{dc-passive}} \quad (35)$$

Se desea que η_{active} sea mucho mayor que $\eta_{passive}$. Sabemos que la ganancia de transmisión de Non-Foster es mucho mejor que la de la red pasiva, por tanto, la clave para conseguir esa mejor eficiencia está, tal y como se indica en [1], en minimizar la potencia requerida para el NIC de la red de Non-Foster.

3.1.1 NIC

Los elementos negativos necesarios para constituir la red de Non-Foster, se realizan terminando una red de dos puertos llamada NIC (*Negative Impedance Converter*) con el correspondiente elemento positivo.

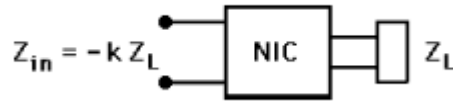


Figura 89: Conversor de impedancia negativa ($k>0$) [1]

Los primeros NICs fueron diseñados, construidos y chequeados por Linvill [21]. Él construyó circuitos de resistencias negativas usando NICs acabados tanto en tierra como flotantes.

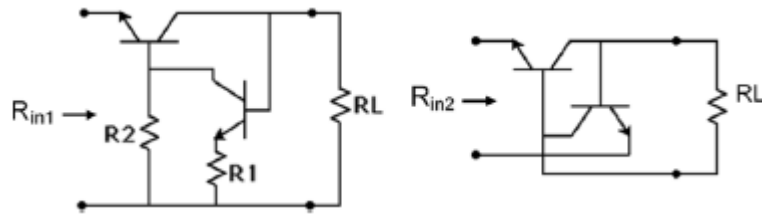


Figura 90: NIC ideal en circuito abierto estable (OCS) terminado en una resistencia [1]

Con transistores ideales, se obtiene una resistencia negativa pura. Con transistores reales, Linvill obtuvo una importante componente reactiva de la impedancia de entrada Z que acompañaba a la resistencia negativa, lo que conlleva una baja Q , donde esta Q “resistiva” se define según [1] como: $Q = |Re(Z)/Im(Z)|$.

Los circuitos definidos como *circuitos abiertos estables* (OCS) implican que si una gran resistencia termina el puerto a la izquierda de la resistencia negativa, la red total será estable. Hay que especificar que la impedancia del bucle a través de la terminación y R_{in} será positiva.

La parte dual de la Figura 90 se muestra en la Figura 91, donde se obtienen resistencias negativas del cortocircuito estable (SCS). Esto significa que esa red será estable si una gran conductancia se coloca en la entrada.

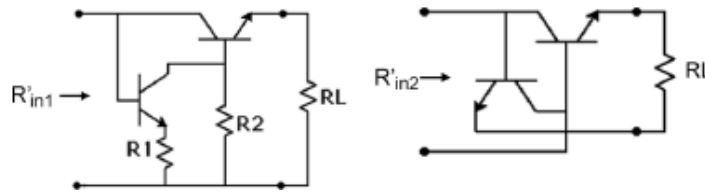


Figura 91: NIC ideal en cortocircuito estable (SCS) terminado en una resistencia [1]

La estabilidad de los cortocircuitos o de los circuitos abiertos es una propiedad intrínseca de los NICs.

Browlie [22] y Hoskins [23] mostraron que un puerto de cualquier NIC debe siempre ser SCS siendo el otro puerto OCS. Además, en el diseño de redes en escalera empleando elementos negativos como NICs terminados, Linvill dijo que las versiones OCS deben ser usadas sólo como elementos en serie, mientras que las versiones SCS deben ser configuradas en paralelo.

En [1] usaron exitosamente la técnica Middlebrook [24] para predecir la estabilidad de los NICs terminados en impedancias pasivas arbitrarias.

En [25]- [27] mostraron técnicas de diseño apropiadas pueden producir capacidades negativas prácticas, predeciblemente estables, de bajo ruido y de alta calidad para uso en adaptación de antenas eléctricamente pequeñas en receptores.

Aberle [28] da un método alternativo de predicción de la estabilidad de los NICs usando el enfoque de factor de estabilidad que se suele usar en el diseño de amplificadores en microondas.

Los autores han identificado diez NICs de terminal común con disposiciones de transistores diferentes, incluyendo los de Linvill y los catalogados en [29]. De todos esos, sólo los de Linvill y una versión de un NIC en trío de tubo de vacío de Yanagisaka [30] han sido construidos y probados. Los demás sólo se han analizado teóricamente.

Kuo [31], [32] da una familia de, al menos, 12 NICs flotantes que incluyen los circuitos de Linvill como un caso especial. Los resultados experimentales verifican que esos circuitos se pueden realizar con una resistencia negativa de baja Q.

Se pueden también realizar NICs con amplificadores y la idea básica se muestra en Fig. 92. Los amplificadores operacionales de este circuito son bien conocidos y son usados para obtener una resistencia negativa de baja Q. Hay que especificar que la ganancia A debe ser positiva y mayor que uno para conseguir el negado de Z.

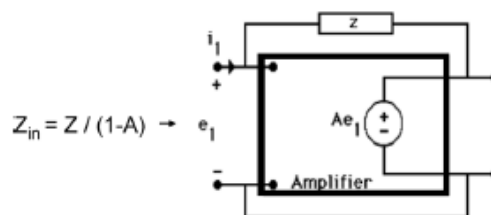


Figura 92: NIC basado en amplificador [1]

3.2Desarrollo de NICs

Para estudiar qué NIC es el más adecuado, se ha llevado a cabo un estudio donde, partiendo de NICs ideales, iremos añadiendo elementos reales en distintas etapas para ver cuál es su comportamiento. Para ello dividiremos este estudio en tres partes:

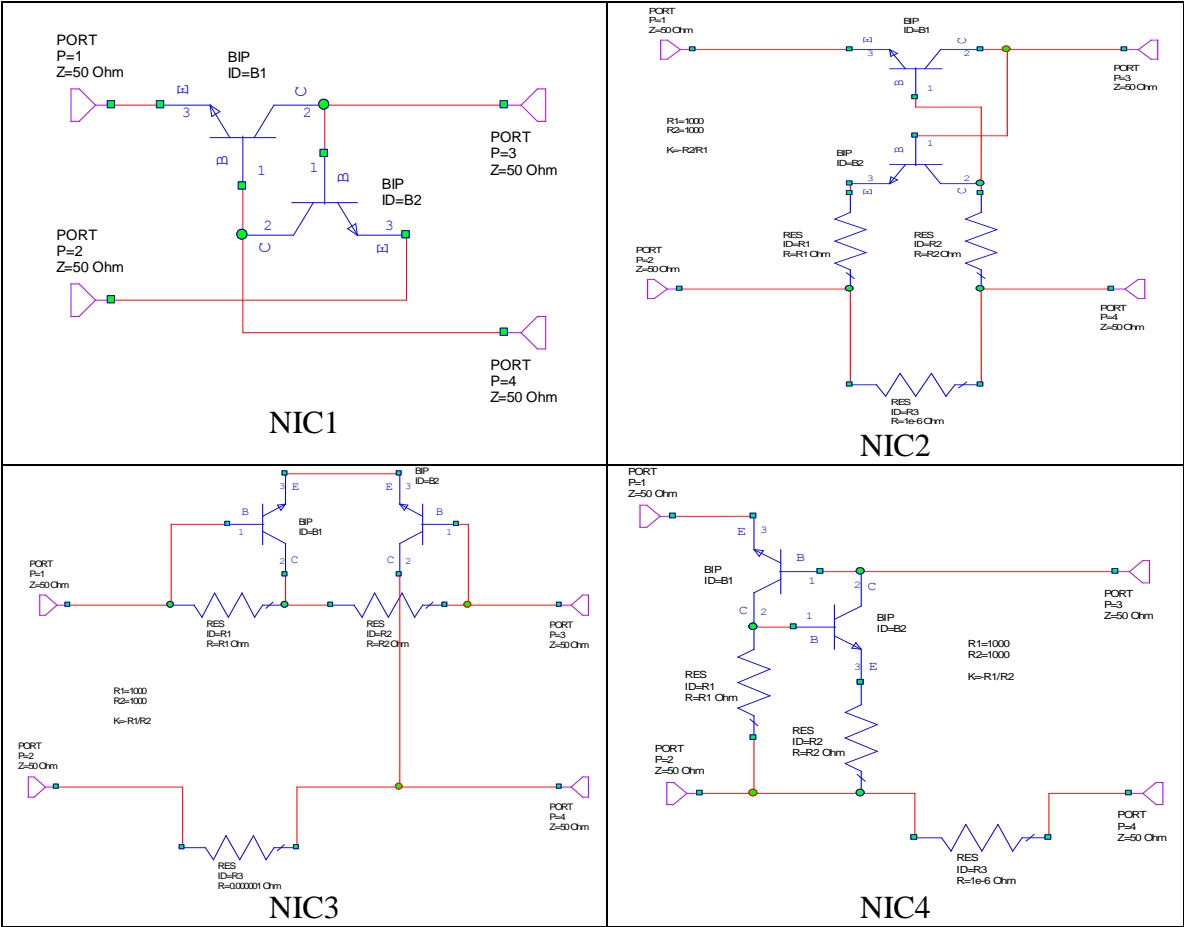
- 1. Estudio de NICs ideales
- 2. Estudio de NICs con transistores con modelado lineal
- 3. Estudio de NICs con transistores con modelado no lineal

Los NICs que vamos a considerar se encuentran representados en [33] y el estudio se encuentra de forma completa en el anexo. En dicho anexo se encuentra también un estudio del factor de inversión que se le puede atribuir a cada uno de estos NICs.

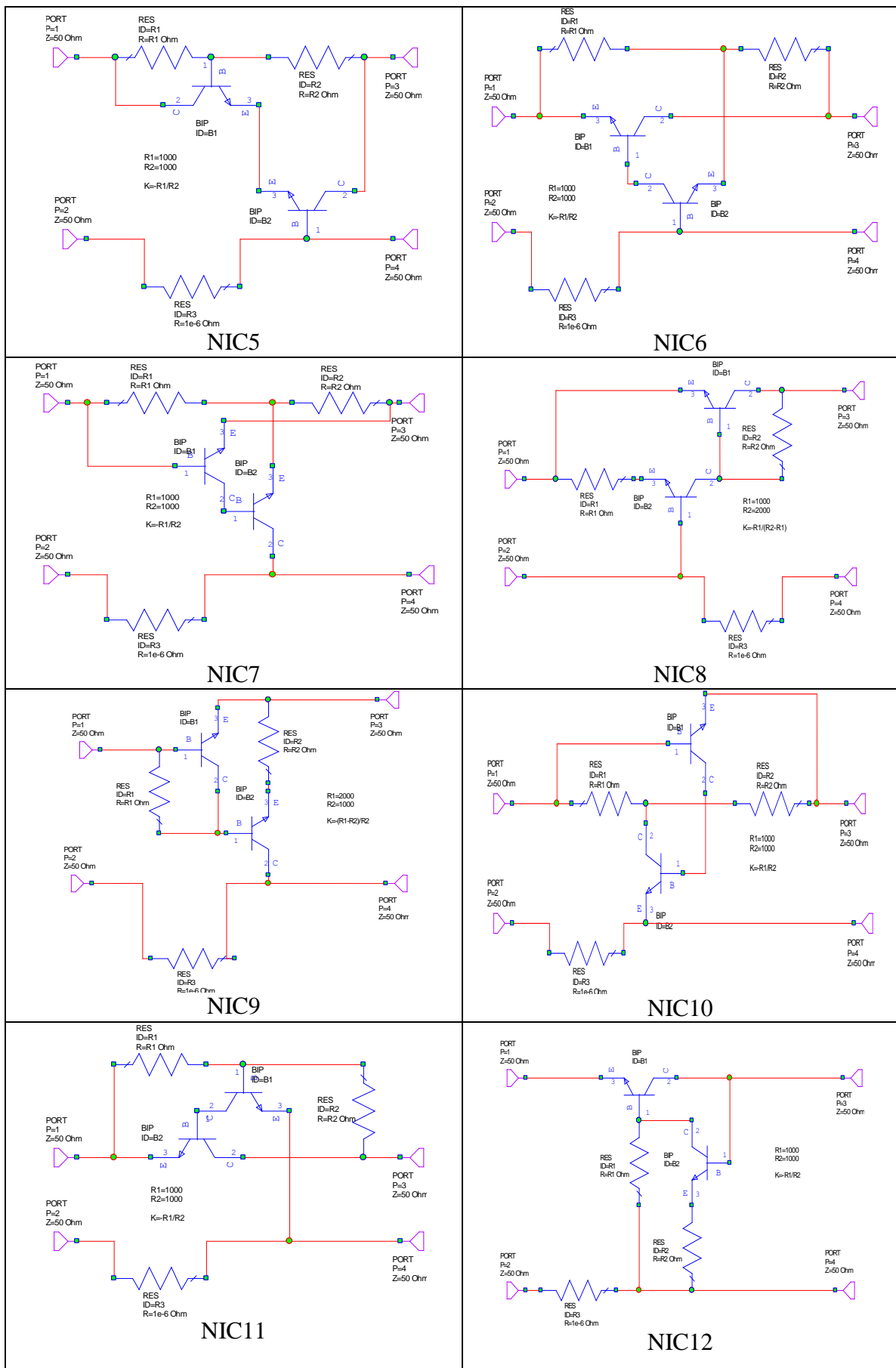
En este punto se quiere agradecer la ayuda de Vicente González Posadas sin cuyas contribuciones no podríamos haber concluido este estudio.

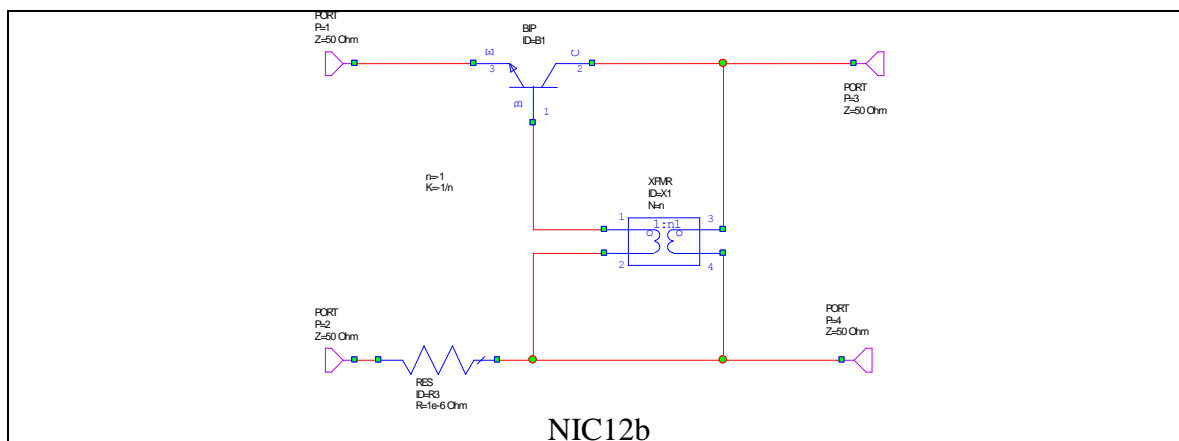
Los trece NICs que vamos a estudiar son los siguientes:

Tabla 17: NICs bajo estudio



Capítulo 3: Redes de Non-Foster





En este punto vamos a representar las tablas resumen para cada uno de los apartados, que nos muestran los resultados de cada caso.

3.2.1 NICs ideales

Los NICs tienen transistores que se han modelado idealmente y se representan por el transistor BIP del programa Microwave Office.

Para comprobar cómo realiza la inversión, simplemente se coloca el NIC junto con una resistencia, condensador y bobina, para observar si se invierten sus impedancias de forma correcta o no.

Para poder compararlo, representaremos también el valor que se obtiene sin los NICs, tal y como se muestra en la siguiente figura:

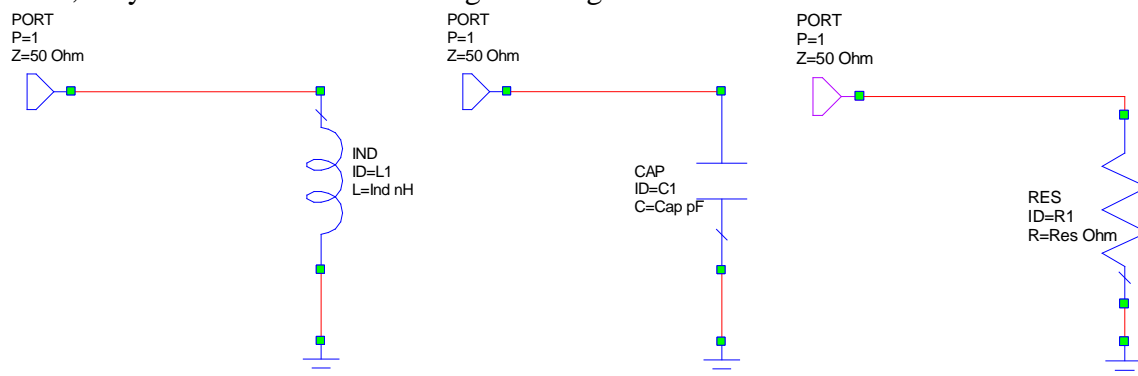


Figura 93: Carga normal (C, L y R)

Los valores de los elementos que se van a utilizar son:

$$Res = 150\Omega$$

$$Ind = 10\text{nH}$$

$$Cap = 1\text{pF}$$

Los NICs se conectan con cada elemento, de la siguiente forma:

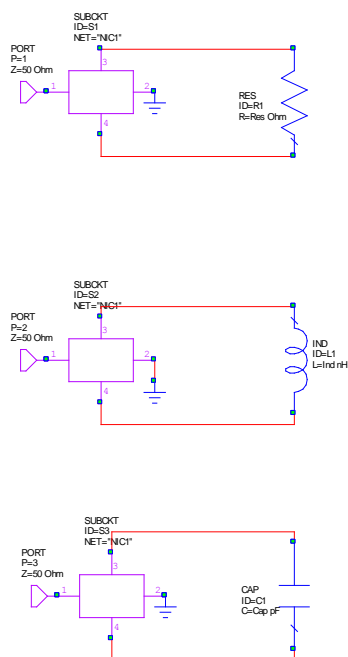


Figura 94: Inversiones con NIC

Como vemos en la imagen, se ha de colocar el elemento a invertir entre las patas 3 y 4 del NIC, mientras que la pata 2 se mantiene a tierra. Del puerto 1 se extraen los resultados a analizar que se muestran en la siguiente tabla.

Para cada caso se estudia la diferencia entre el valor teórico a invertir (el negado de la figura 93) y el obtenido en la realidad con el sistema mostrado en la figura 94. Como ya se ha comentado, los resultados completos se encuentran en el apartado 1 del anexo.

Tabla 18: Resultados de inversión para NIC ideales

NIC	Diferencia C (%)	Diferencia L (%)	Diferencia R (%)	Forma
1	40	40	41.6	Correcta
2	36.32	36.09	27.93	Correcta
3	66.9	66.94	69.6	Correcta
4	66.73	66.7	67.52	Correcta
5	36.57	36.31	25.63	Correcta
6	29.8	29.75	72.72	Correcta
7	54.57	54.6	54.95	Regular
8	84.5	85.95	95.44	Incorrecta
9	81.73	81.73	82.77	Incorrecta
10	46.28	46.23	46.35	Correcta
11	27.9	27.5	62.09	Correcta
12	36.3	39.09	27.93	Correcta
12b	40	40	40.8	Correcta

Los cinco mejores NICs en este caso serían por tanto el NIC2, NIC5, NIC12, NIC12b y NIC1, en ese orden aproximadamente.

Cabe destacar que, en este caso, exceptuando el NIC8 y el NIC9 que no se comportan de forma correcta, todos los NICs funcionan para todo el rango de frecuencias bajo estudio.

3.2.2 NIC con transistores modelados de forma lineal

En este caso, se sustituyen los transistores ideales por el fichero .s2p proporcionado por el fabricante para el transistor BFP193, que es el que se va a utilizar. A modo de ejemplo, veamos el NIC1:

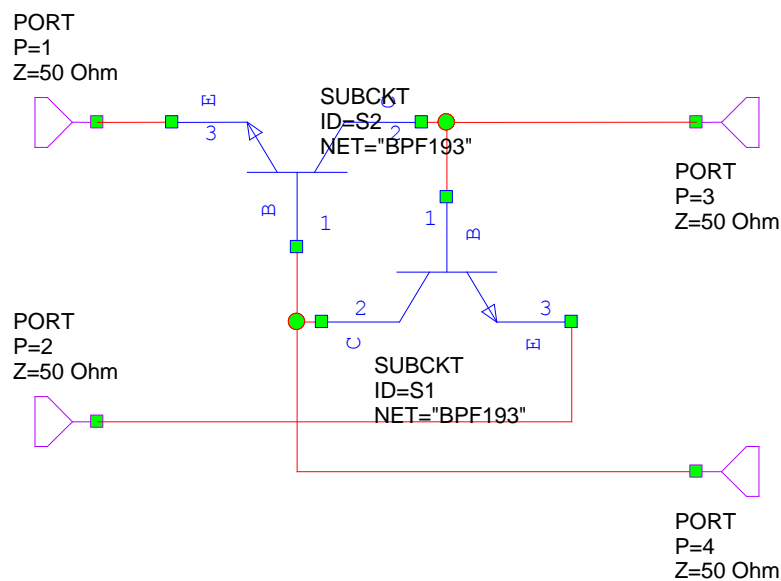


Figura 95: NIC1 lineal

El estudio que se realiza es igual que en el apartado anterior y se encuentra en el apartado 2 del anexo.

Los resultados empeoran de forma considerable, no siendo válidos muchos de los NICs ya que dejan de invertir o lo hacen a unas frecuencias fuera de nuestro rango de interés (aparecen en la tabla con la palabra “No”).

Tabla 19: Resultados de inversión para NIC con transistores lineales

NIC	C (%)	Frec límite para C	L (%)	Frec límite para L	R (%)	Frec límite para R
1	58.15	5GHz	5.98	1.1GHz	43.4	700MHz
2	No	No	No	No	No	No
3	67.8	1.1GHz	45.86	1.2GHz	No	No
4	77.92	1GHz	No	No	No	No
5	56.17	1.2GHz	48.63	1.4GHz	60.4	700MHz
6	No	No	No	No	No	No
7	No	No	No	No	No	No

8	No	No	No	No	No	No
9	No	No	No	No	No	No
10	No	No	No	No	No	No
11	87.17	600MHz	No	No	No	No
12	No	No	No	No	No	No
12b	No	No	No	No	No	No

Los únicos NICs completamente válidos son el NIC1 y el NIC5, presentando valores mejores el NIC1.

3.2.3 NIC con transistores modelados de forma no lineal

En este caso, se sustituye el modelado lineal de los transistores de los NICs, por un modelado no lineal.

En concreto el transistor será el elemento no lineal llamado GP_BFP193 que aparece en el programa Microwave Office para el fabricante Infineon, tal y como se aprecia en la siguiente imagen:

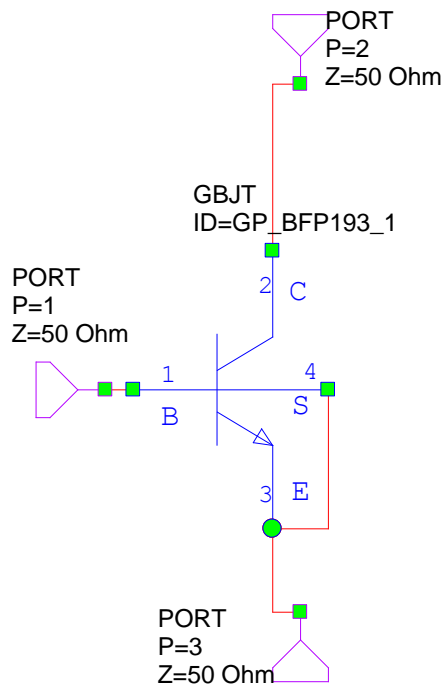


Figura 96: Transistor no lineal GP_BFP193

La siguiente figura muestra el encapsulado completo del transistor BFP193:

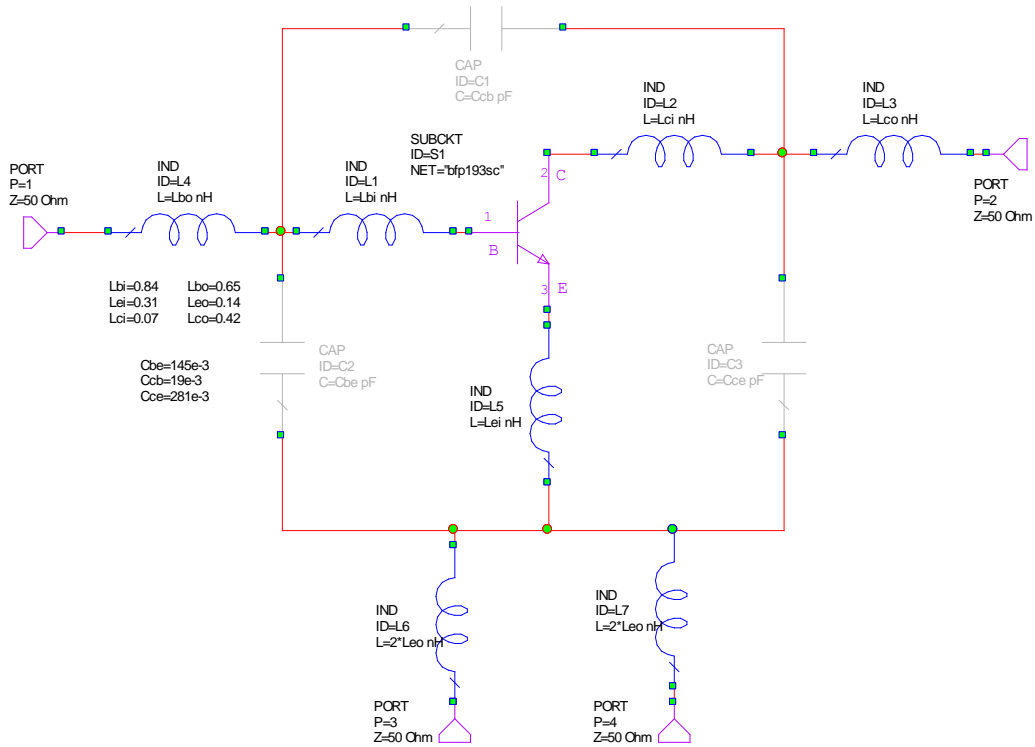


Figura 97: Estructura no lineal para transistor BFP193

Los valores de los parámetros del sustrato sobre el que se ha realizado son los siguientes:

MSUB
 $\epsilon_r=3.38$
 $H=0.5$ mm
 $T=0.035$ mm
 $\rho=1$
 $\tan\delta=0$
 $\epsilon_{rNom}=3.38$
 Name=SUB1

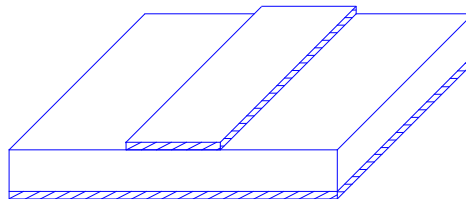


Figura 98: Valores de los elementos y del sustrato

La estructura de la Figura 97 recibe el nombre de "bfp193cc". A su vez, este elemento será usado dentro de la estructura global ("bfp193nonlinearcircuit") que será introducida como transistor no lineal dentro de los distintos NICs, y que es mostrada en la figura siguiente:

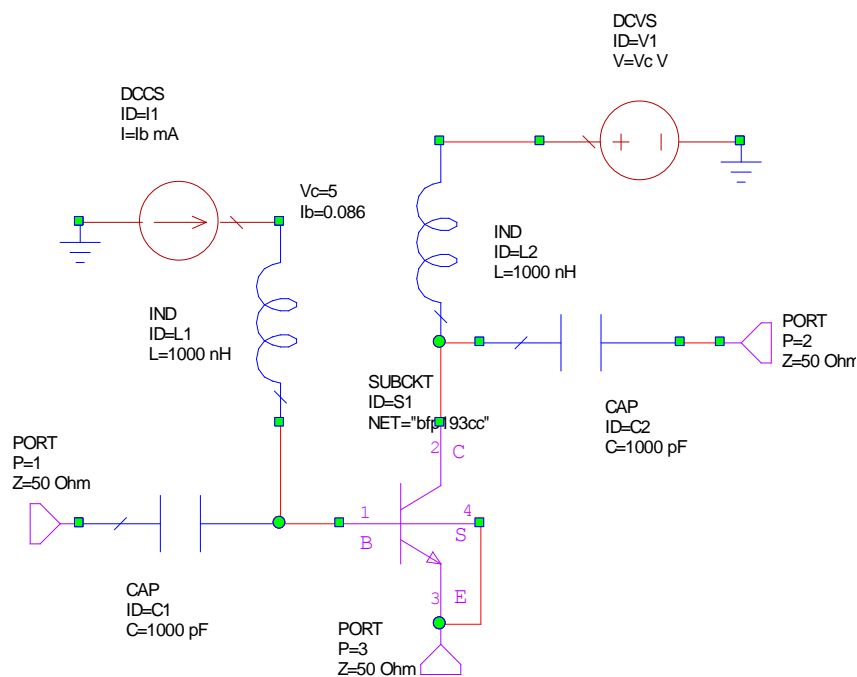


Figura 99: Transistor no lineal para NICs

Como ejemplo, podemos ver el NIC1, cuyos transistores tiene la estructura mostrada en la figura 99.

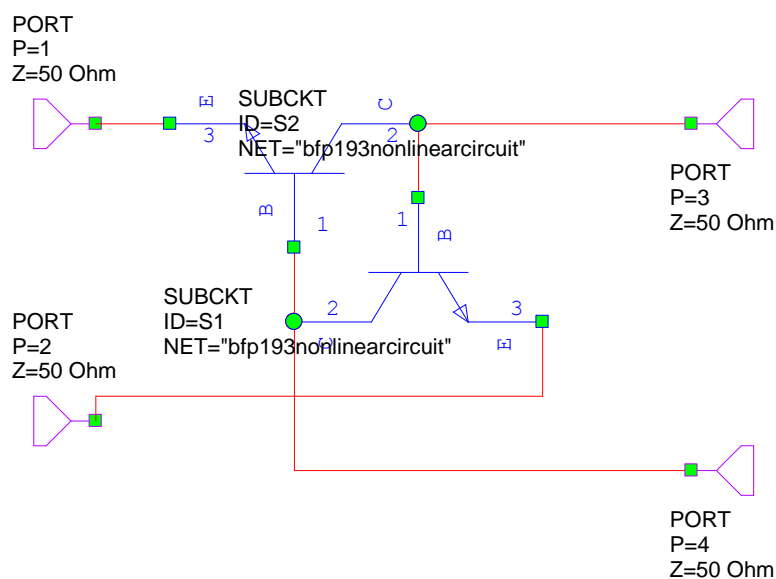


Figura 100: NIC1 no lineal

La estructura que vamos a utilizar para el condensador es la siguiente:

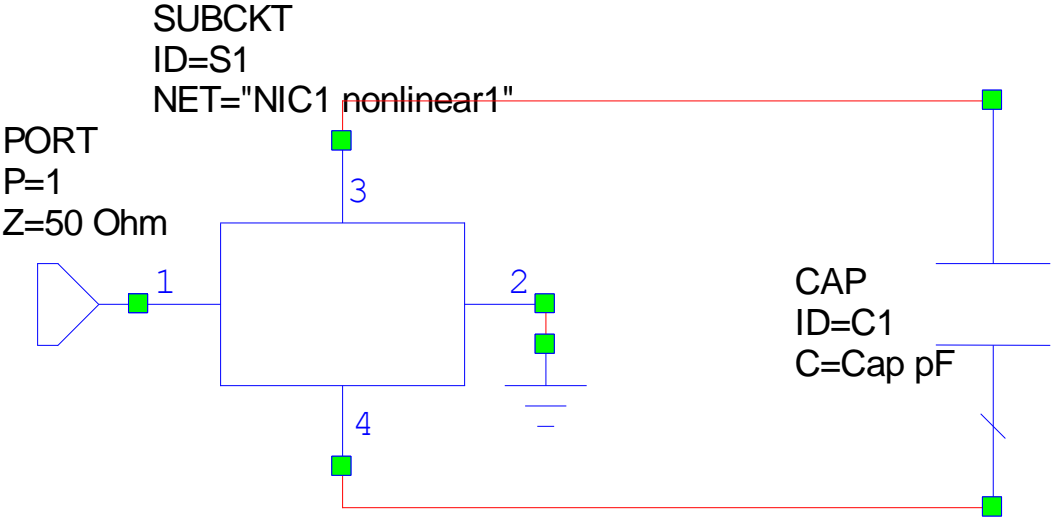


Figura 101: Inversión de condensador con NIC1 no lineal

Como en los casos anteriores, colocamos el condensador a invertir entre las patas 3 y 4 del NIC, poniendo a tierra la pata 2.

Del mismo modo se realizará con la bobina y con la resistencia:

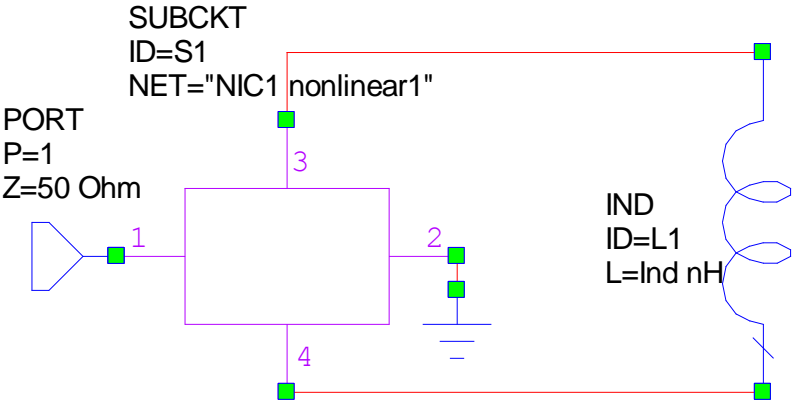


Figura 102: Inversión de bobina con NIC1 no lineal

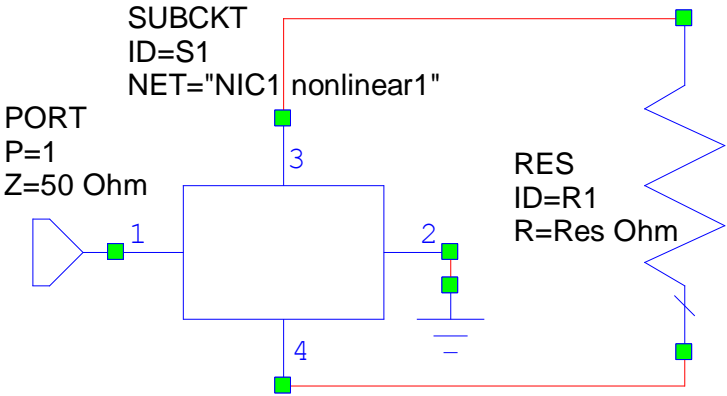


Figura 103: Inversión de resistencia con NIC1 no lineal

La única diferencia, con respecto a lo visto en apartados anteriores, es que se utiliza el ya explicado NIC1 no lineal.

Como ya se ha indicado, el estudio completo de cada NIC se encuentra en el apartado 3 del anexo, pero se muestra a continuación una tabla resumen para analizar el comportamiento de cada uno de los trece NICs. En esta tabla se compara el resultado que proporcionan las figuras 101, 102 y 103, con sus respectivos valores ideales, que son el negado de la figura 93.

Este estudio es el más importante porque determinará el NIC a fabricar, ya que la simulación final se ha de hacer con un modelado no lineal.

Tabla 20: Resultados de inversión para NICs con transistores no lineales

NIC	C (%)	Frec límite para C	L (%)	Frec límite para L	R (%)	Frec límite para R
1	54.3	2GHz	4.06	1.1GHz	34.7	1.1GHz
2	73.6	2GHz	48.38	697.5MHz	98.4	500MHz
3	63.3	1.1GHz	45.93	1.6GHz	No	No
4	74.1	1GHz	43.1	700MHz	No	No
5	51.5	2GHz	38.6	1.6GHz	48.8	1GHz
6	20.75	1.1GHz	6.24	2GHz	36.9	2GHz
7	80.12	1GHz	65.25	2GHz	73.6	1GHz
8	No	No	No	No	73.52	2GHz
9	No	No	No	No	No	No
10	No	No	13.27	2GHz	No	No
11	83.1	1GHz	No	No	No	No
12	No	No	No	No	No	No
12b	No	No	No	No	No	No

A la vista de los resultados, los únicos NICs que presentan resultados válidos para los tres casos son: NIC1, NIC5 y NIC6. El NIC2 presenta un funcionamiento limitado a frecuencias bajas y el NIC 7 tiene un error en los valores demasiado alto.

Por tanto, entre esos tres, el que presenta una mejor forma en los resultados es el NIC1. Este será el NIC que mandemos a fabricar.

3.2.4 Estudio del NIC1 lineal

A la vista de los resultados, se ha decidido fabricar el NIC1 con el transistor BFP193, por lo que vamos a realizar un estudio para comprobar cómo funciona la inversión que realiza si colocamos a su salida distintos valores de un condensador, de una bobina o de una resistencia, así como en qué rango de frecuencias funciona correctamente.

1. Condensador

Vemos que hemos de colocar el condensador a invertir entre las patas 3 y 4 del NIC, estando la pata 2 a tierra. En el puerto 1 del circuito representado en la siguiente figura vamos a ver los resultados si tenemos un condensador real y en el puerto 2, veremos qué ocurre con un condensador ideal.

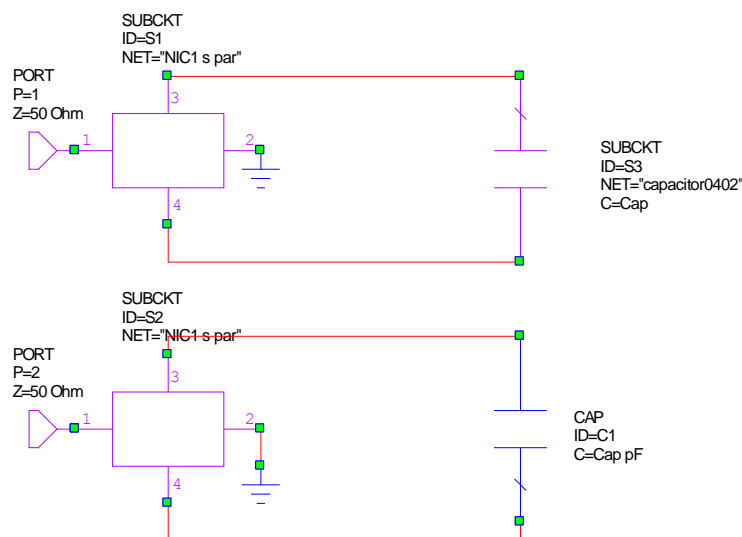


Figura 104: Circuito inversor de C real e ideal

Donde el NIC1 (NIC1 s par) es el mostrado en la figura 95.

El condensador real se puede modelar de la siguiente forma para incluir los efectos parásitos:

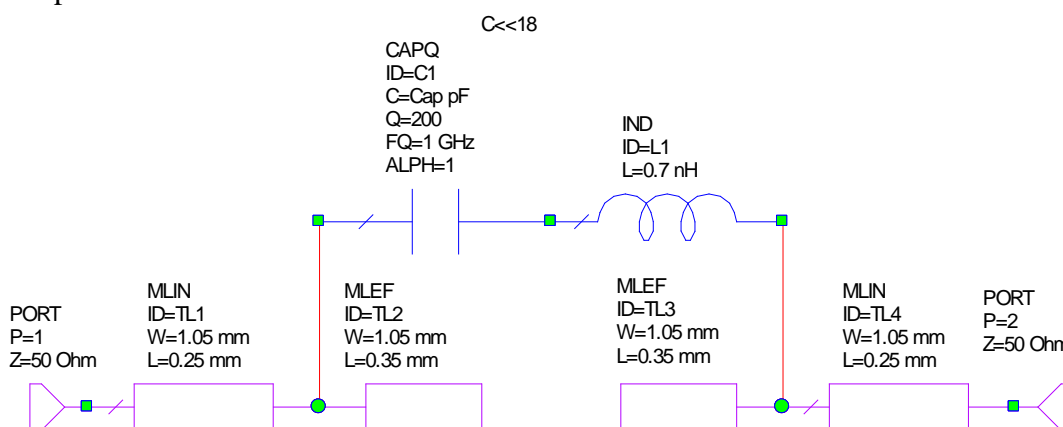


Figura 105: Modelo de condensador con efectos parásitos

Los valores por defecto son:

Res= 150Ω

Ind=10nH

Cap=1pF

El resultado con estos valores es el siguiente:

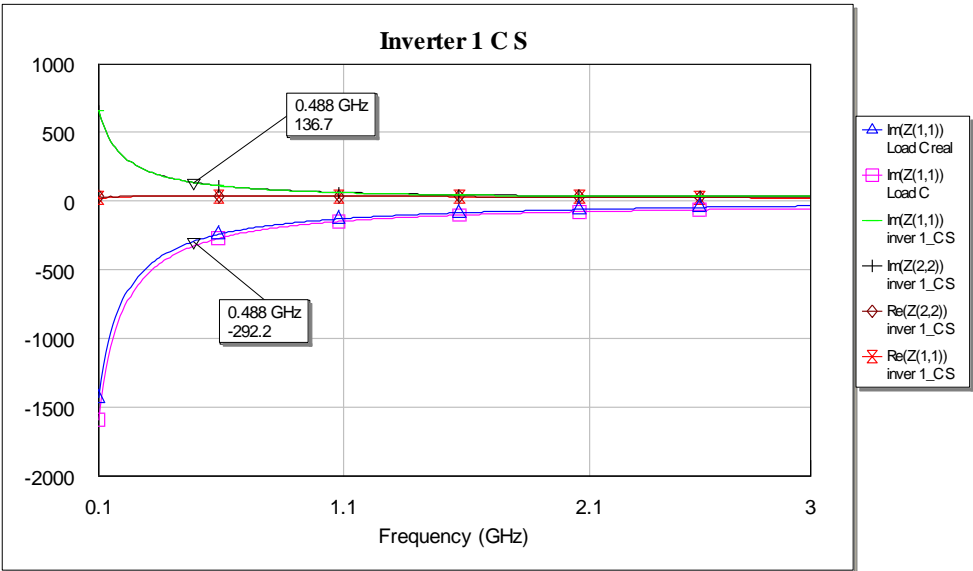


Figura 106: Resultados de C para valores por defecto con NIC lineal

A continuación se varían los valores de C para estudiar su comportamiento:

C= 0.1pF

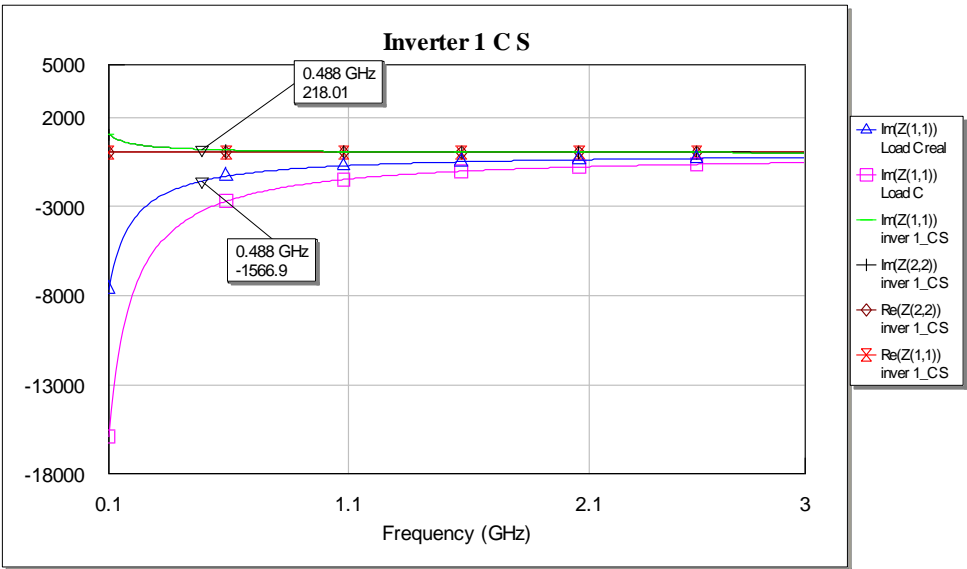


Figura 107: Resultados para C=0.1pF con NIC lineal

C=0.5pF

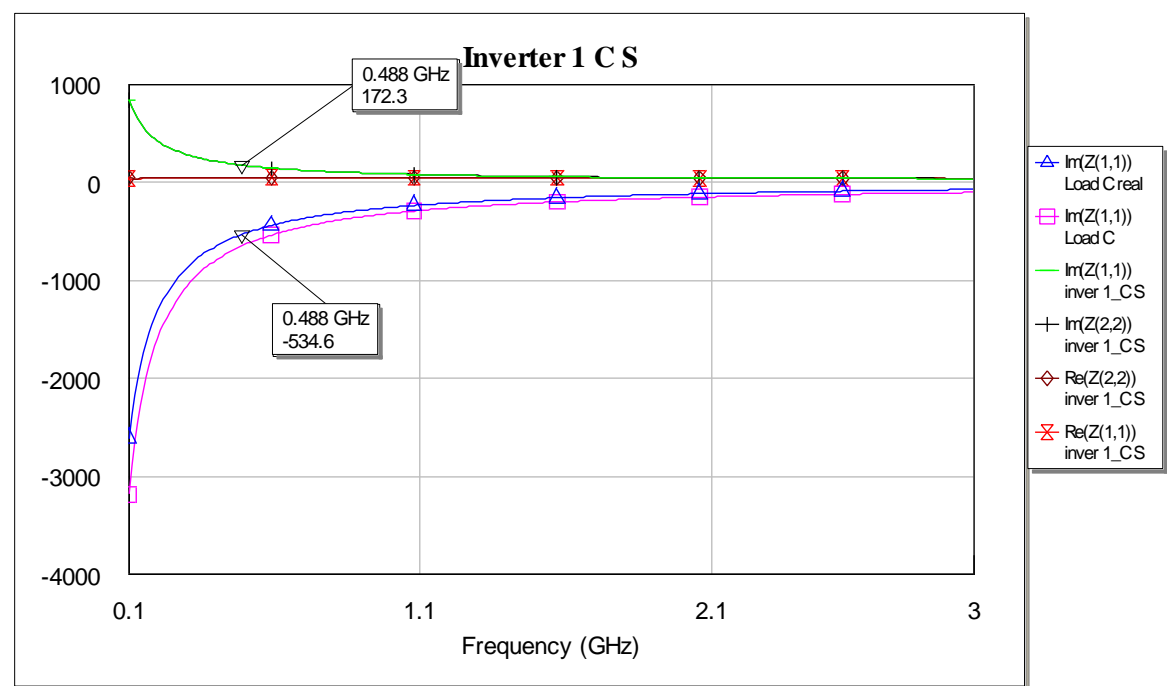


Figura 108: Resultados para C=0.5pF con NIC lineal

C=2pF

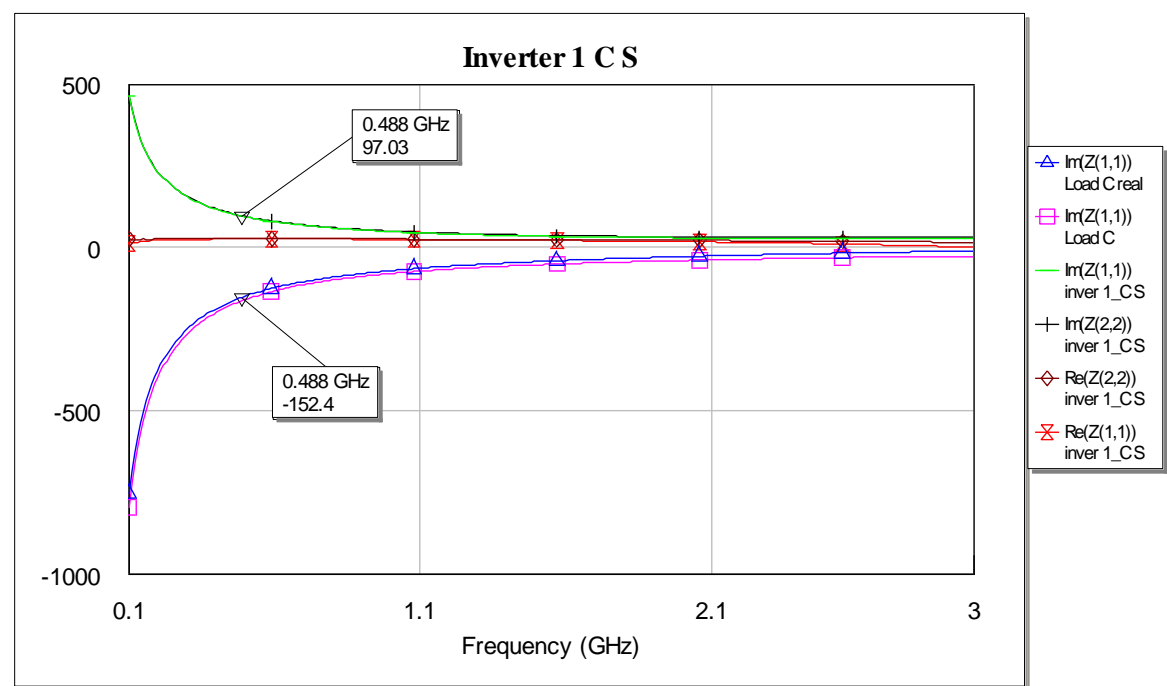


Figura 109: Resultados para C=2pF con NIC lineal

C=5pF

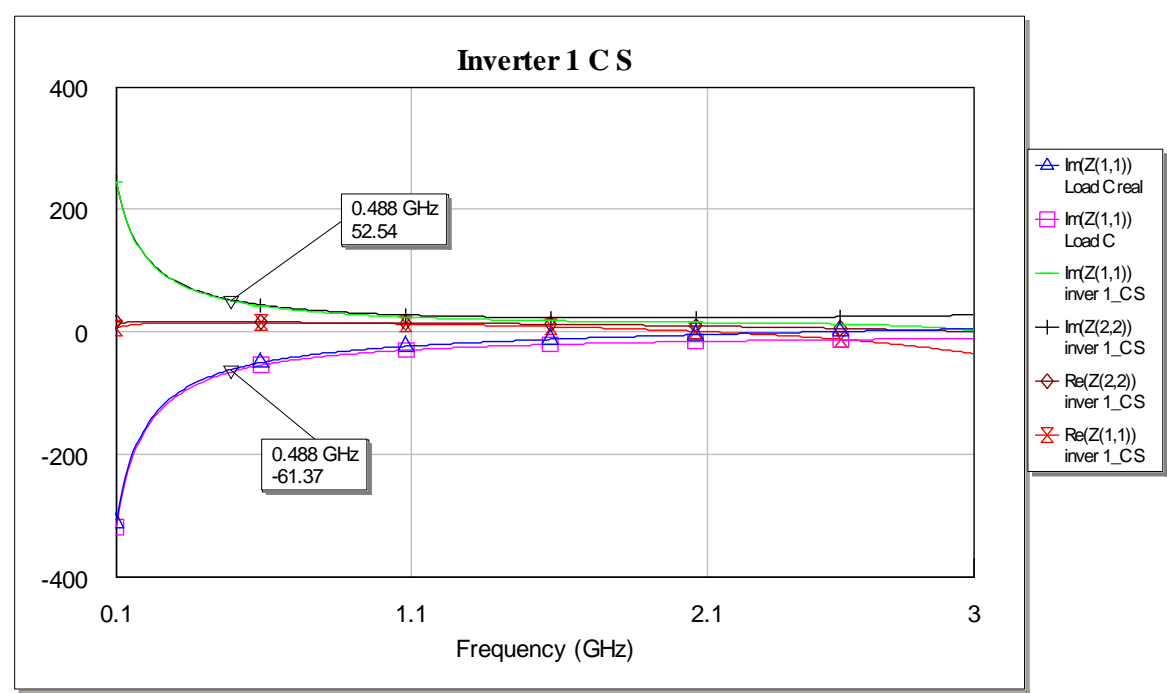


Figura 110: Resultados para C=5pF con NIC lineal

C=10pF

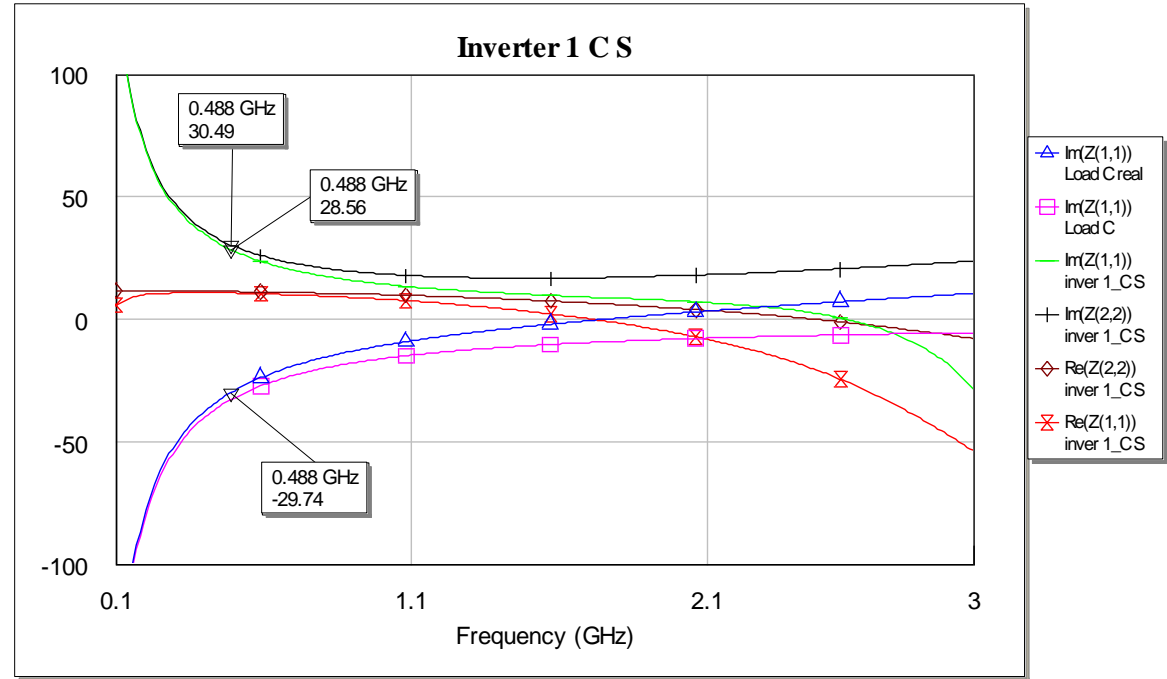


Figura 111: Resultados para C=10pF con NIC lineal

C=20pF

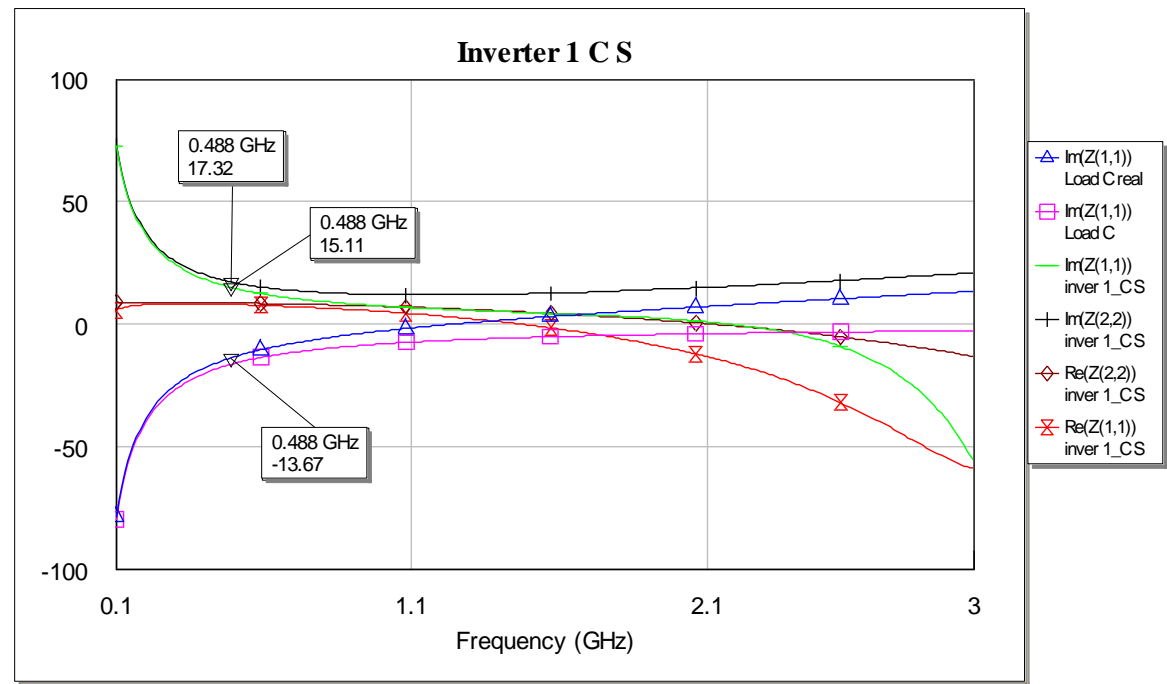


Figura 112: Resultados para C=20pF con NIC lineal

C=100pF

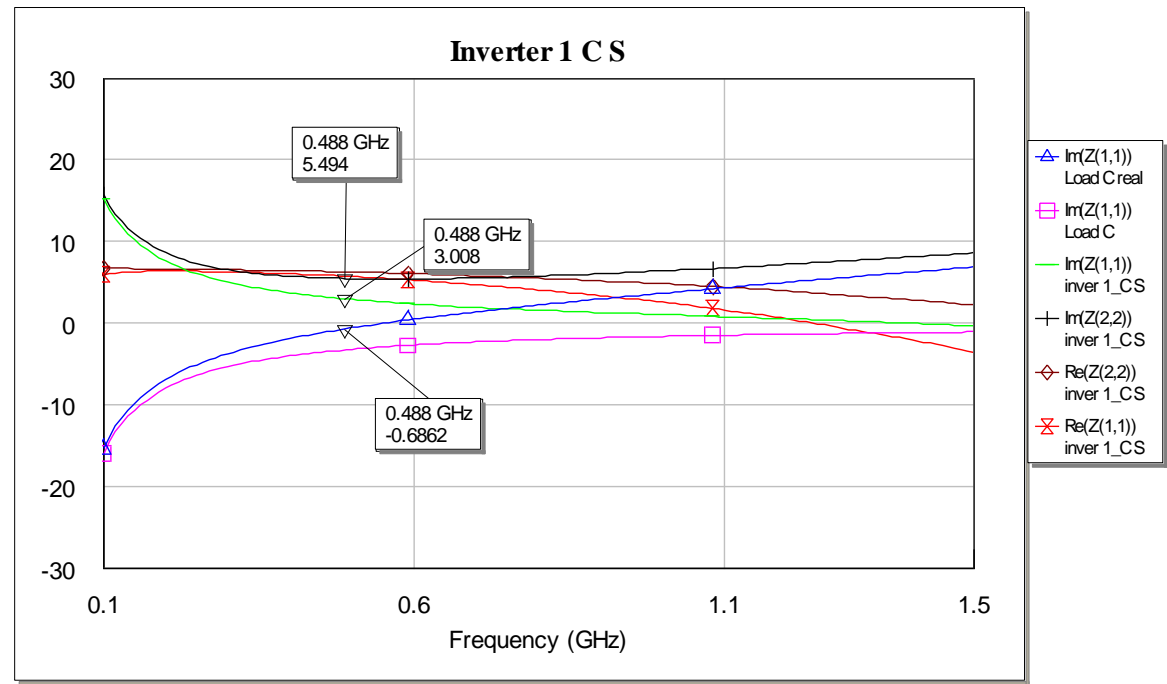


Figura 113: Resultados para C=100pF con NIC lineal

Tabla 21: Diferencia relativa y frecuencia límite para inversión con distintos valores de C con NIC lineal

C (pF)	Diferencia de valores a la frecuencia de la antena para C real (%)	Diferencia de valores a la frecuencia de la antena para C ideal (%)	Frecuencia límite
0.1	86	Igual	Empieza en 2.5GHz Hasta 5GHz
0.5	67.77	Igual	Empieza en 877MHz Hasta 5GHz
1	53.22	Igual	Empieza en 482.1MHz Hasta 4GHz
2	36.33	Igual	Hasta 3GHz
5	14.38	Igual	Hasta 3GHz
10	3.97	2.4	Hasta 1GHz
20	9.5	21	Hasta 1GHz
100	77.19	87.5	Hasta 500MHz

Se puede concluir que:

- Conforme aumentamos el valor de la capacidad, la diferencia disminuye y el inicio de funcionamiento es a frecuencias menores.
- Prácticamente no influye que el condensador sea real o ideal salvo para valores grandes de C, donde, en general, se comporta mejor el real.
- Los mejores valores son los intermedios, como 5pF aunque es válido hasta unos 20pF.

2. Bobina

El circuito que invierte la bobina es el siguiente:

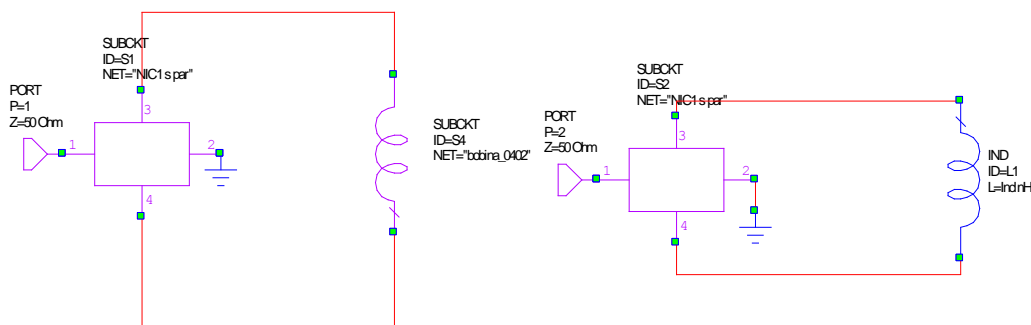


Figura 114: Circuito para inversión de L

Donde el NIC es el mismo que en caso anterior y la bobina real se puede modelar como sigue:

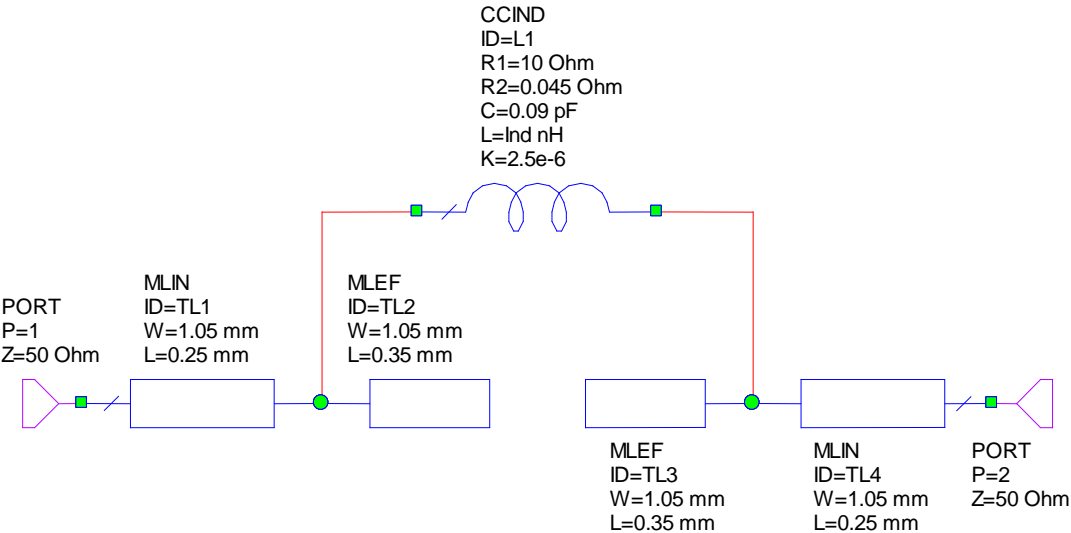


Figura 115: Bobina real (con efectos parásitos)

El resultado para los valores por defecto es:

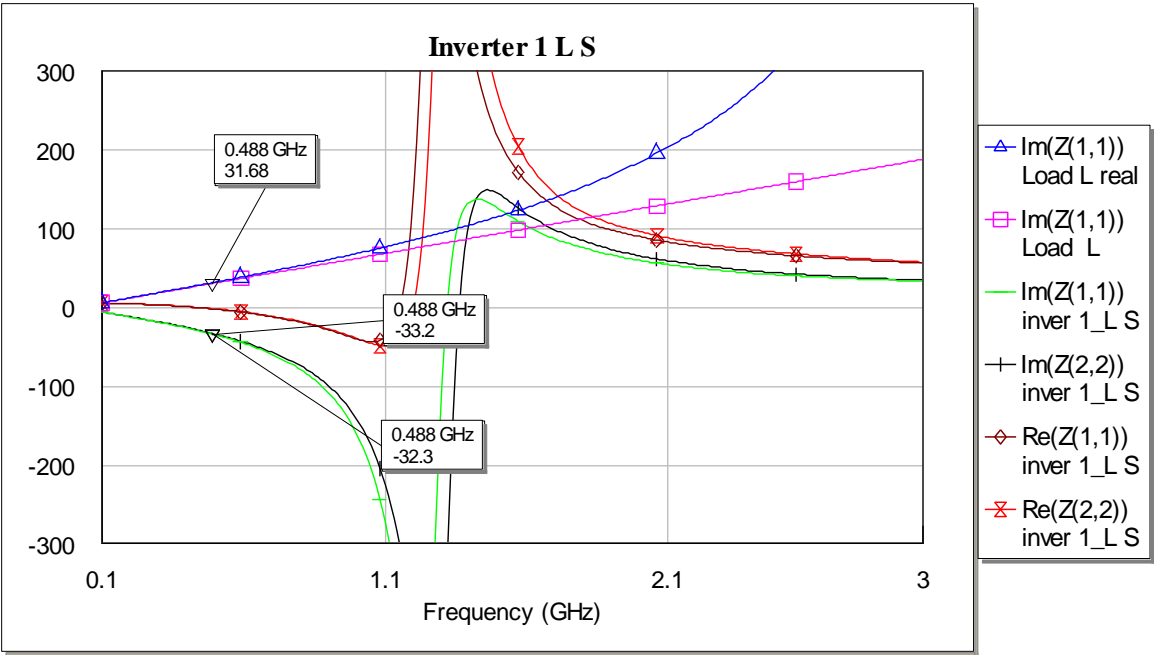


Figura 116: Resultados de L para valores por defecto con NIC lineal

Del mismo modo que en caso anterior, vamos a ir variando el valor de L para analizar su comportamiento.

L=0.1nH

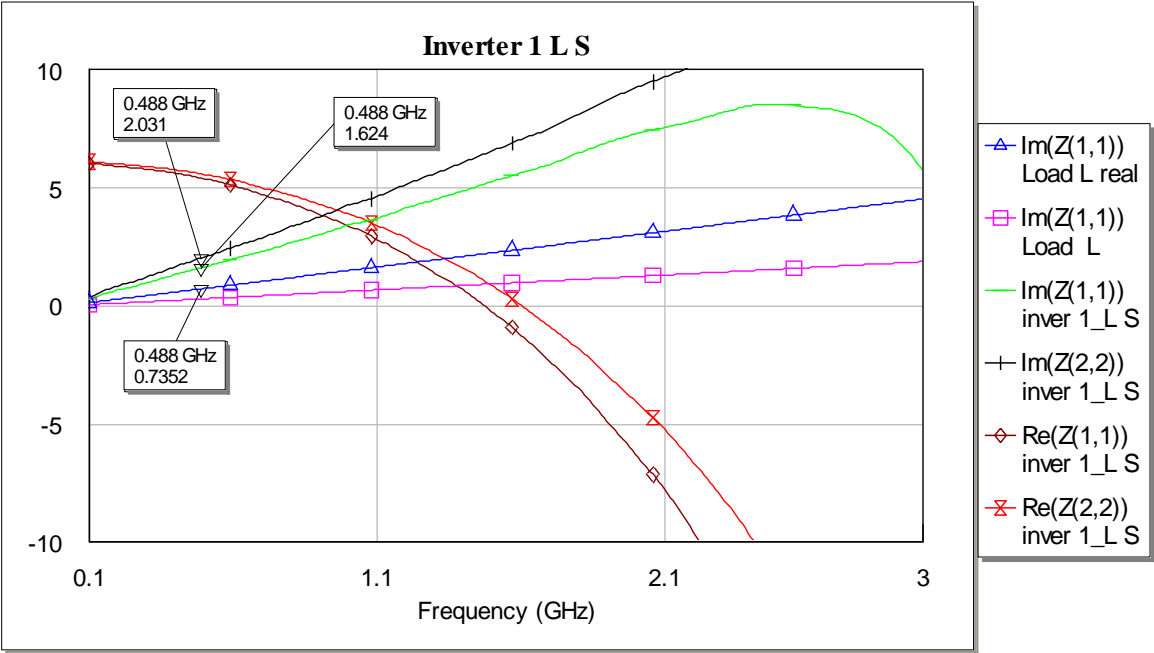


Figura 117: Resultados para L=0.1nH con NIC lineal

L=1nH

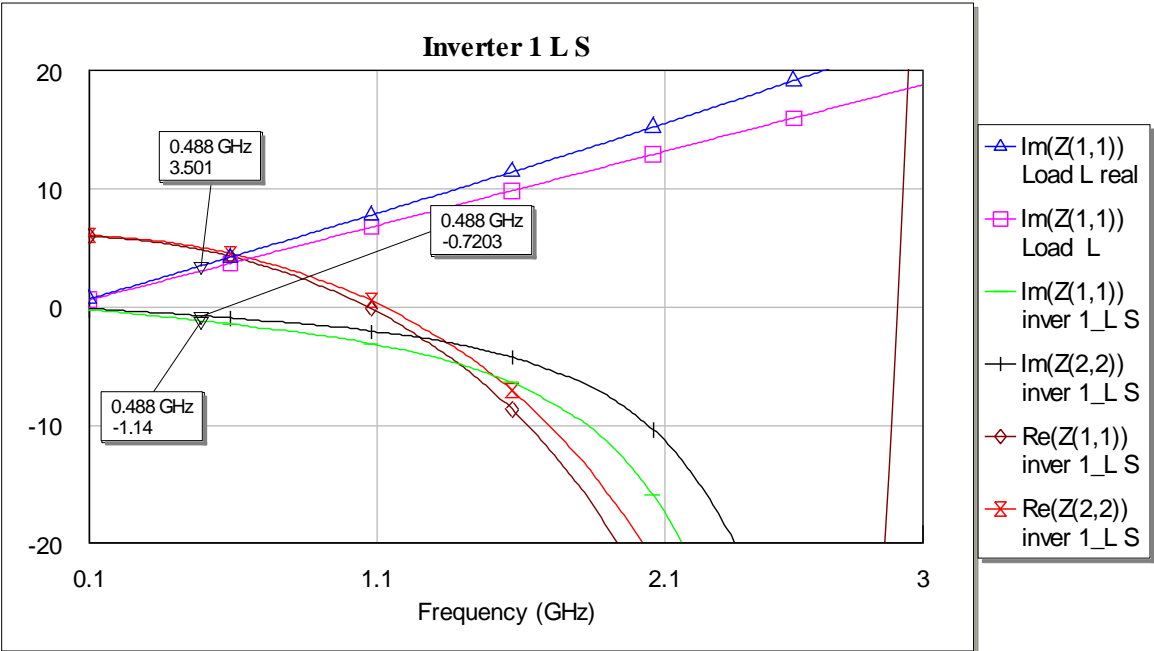


Figura 118: Resultados para L=1nH con NIC lineal

L=20nH

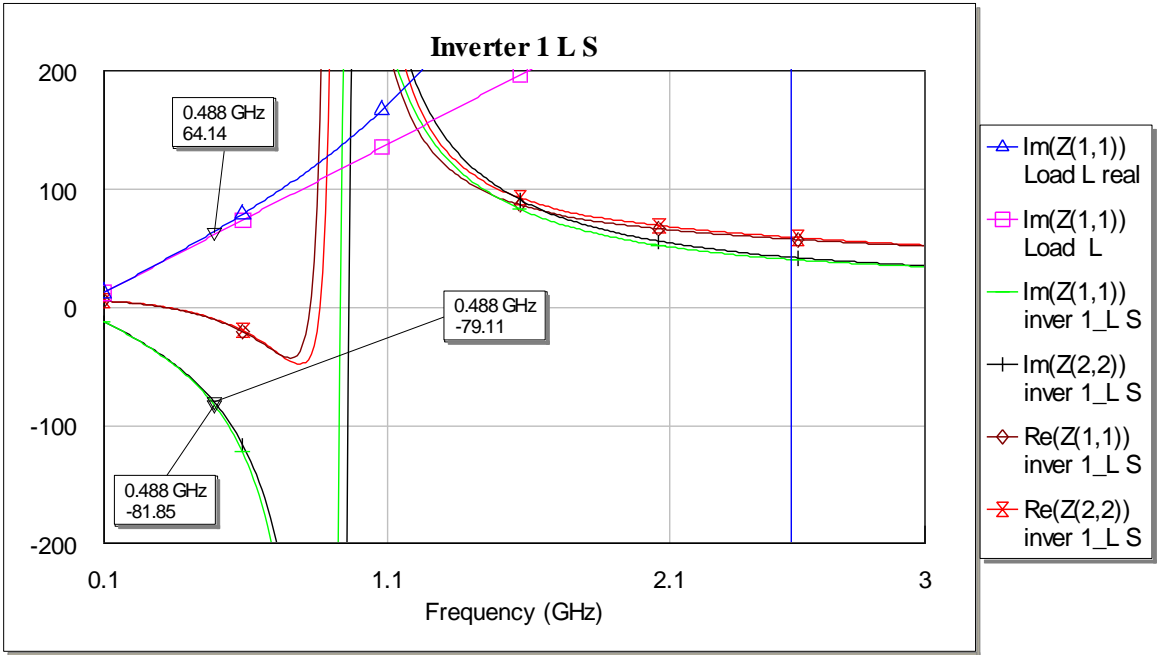


Figura 119: Resultados para L=20nH con NIC lineal

L=50nH

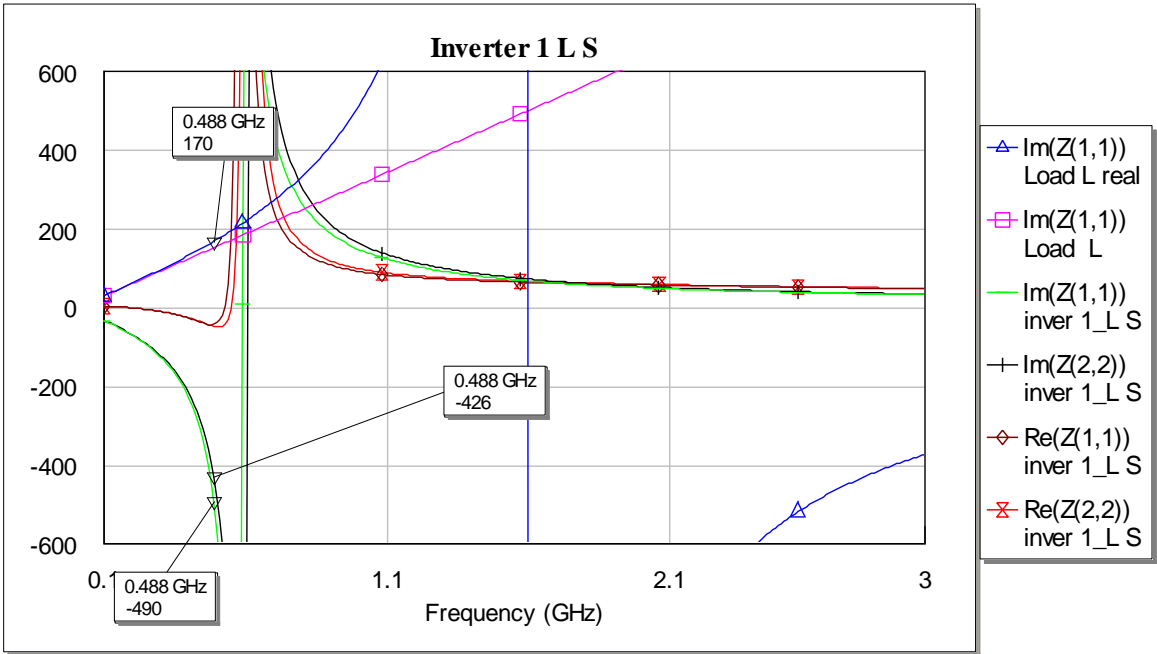


Figura 120: Resultados para L=50nH con NIC lineal

L=100nH

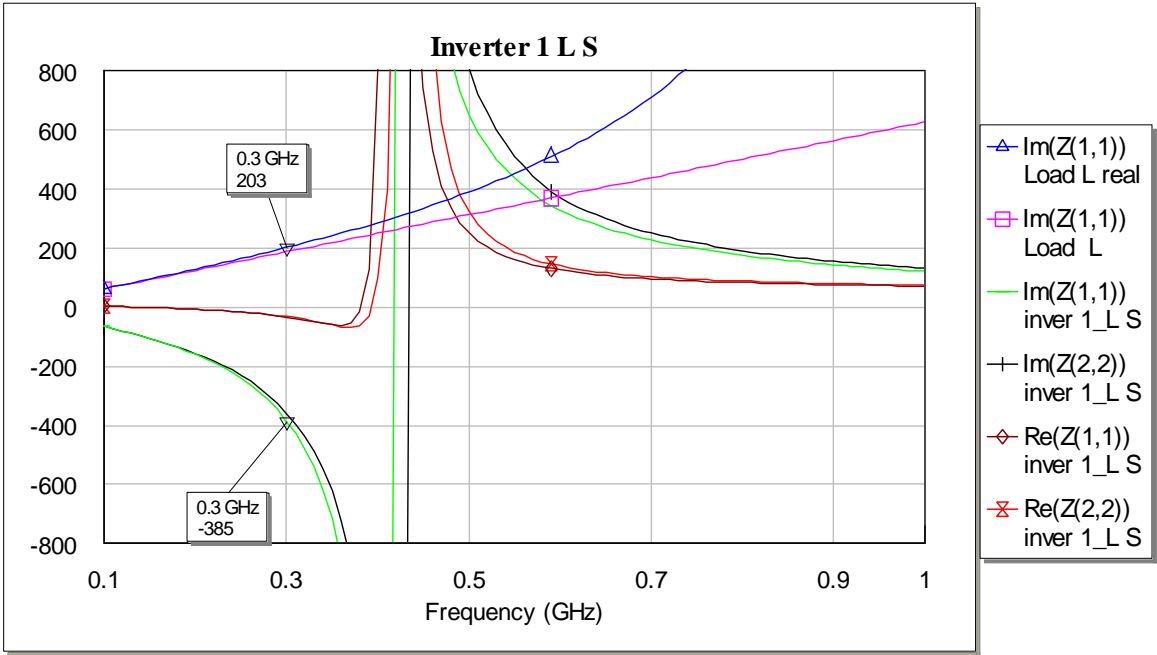


Figura 121: Resultados para L=100nH con NIC lineal

L=250nH

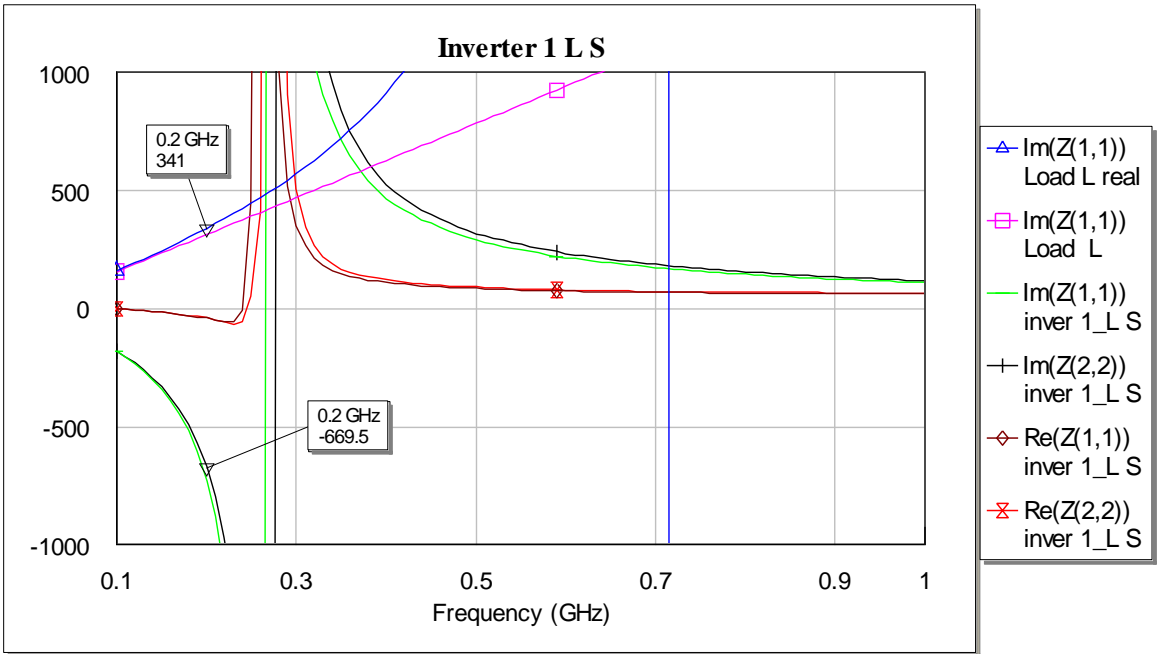


Figura 122: Resultados para L=250nH con NIC lineal

Tabla 22: Diferencia relativa y frecuencia límite para inversión con distintos valores de L con NIC lineal

L (nH)	Diferencia de valores a la frecuencia de la antena para L real (%)	Diferencia de valores a la frecuencia de la antena para L ideal (%)	Frecuencia límite
0.1	54.73	63.8	No invierte
1	67.44	79.43	Hasta 2.5GHz
10	1.95	4.6	Hasta 1GHz
20	21.64	18.92	Hasta 0.7GHz
50	65.3	60.09	Hasta 0.5GHz
100	47.27	Igual	Hasta 0.3GHz
250	49.06	Igual	Hasta 0.2GHz

Respecto a la bobina se puede concluir que:

- Existe un margen de valores, entre los 10nH y los 50nH aproximadamente, donde funciona correctamente, ya que si disminuimos o aumentamos más la L, los resultados no son correctos. Podemos ver además, que conforme aumenta L, la frecuencia límite baja.
- De este modo, podemos comprobar que el primer y los dos últimos casos dan resultados que no nos sirven para nuestro objetivo.
- El mejor valor es el establecido por defecto, 10nH, ya que sólo tiene un error del 1.95% a la frecuencia de trabajo y puede funcionar hasta 1GHz.

3. Resistencia

El circuito de la resistencia es el mostrado en la siguiente imagen, donde, al igual que ocurría en los dos casos anteriores, en el puerto 1 comprobamos la inversión con una resistencia real y en el puerto 2 lo hacemos con una ideal.

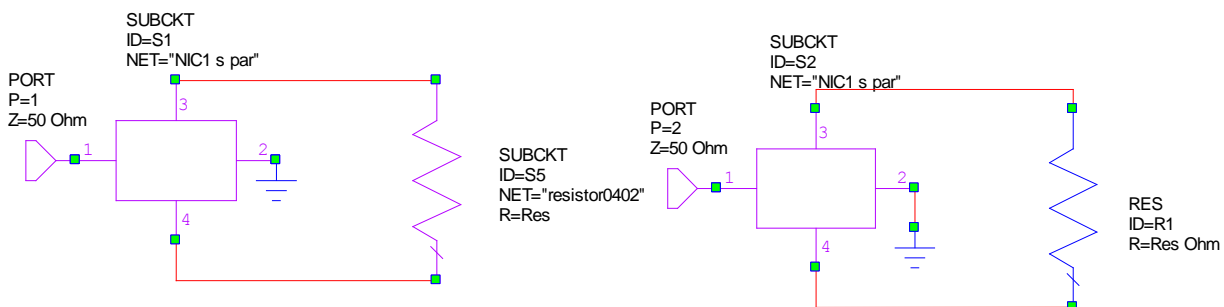


Figura 123: Circuito de inversión de resistencia

Donde la resistencia real (con modelado de efectos parásitos) se puede modelar como:

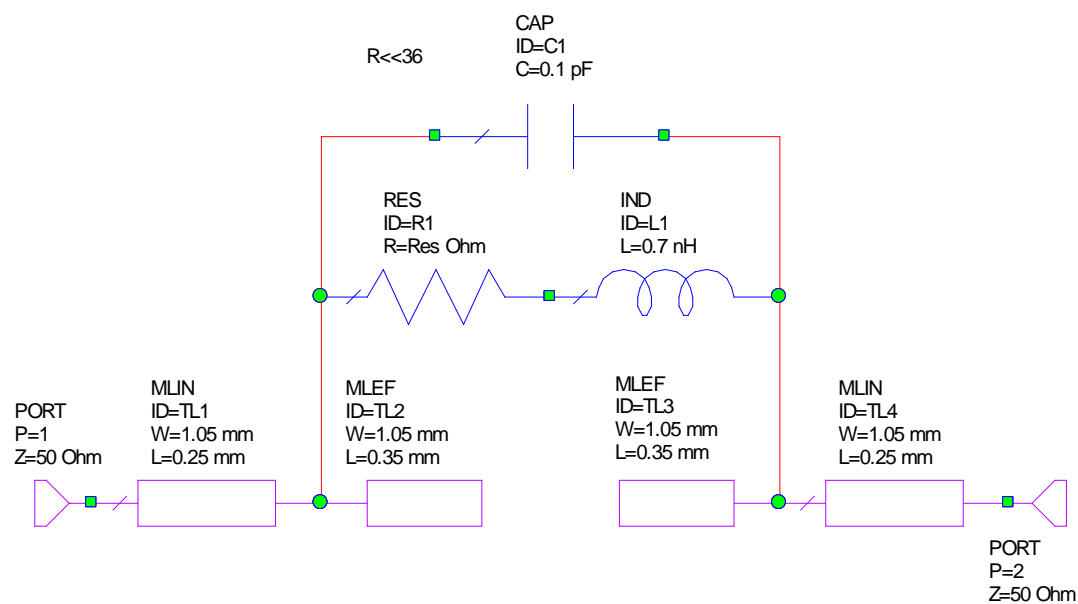


Figura 124: Resistencia real (con modelado de efectos parásitos)

El resultado para los valores por defecto es:

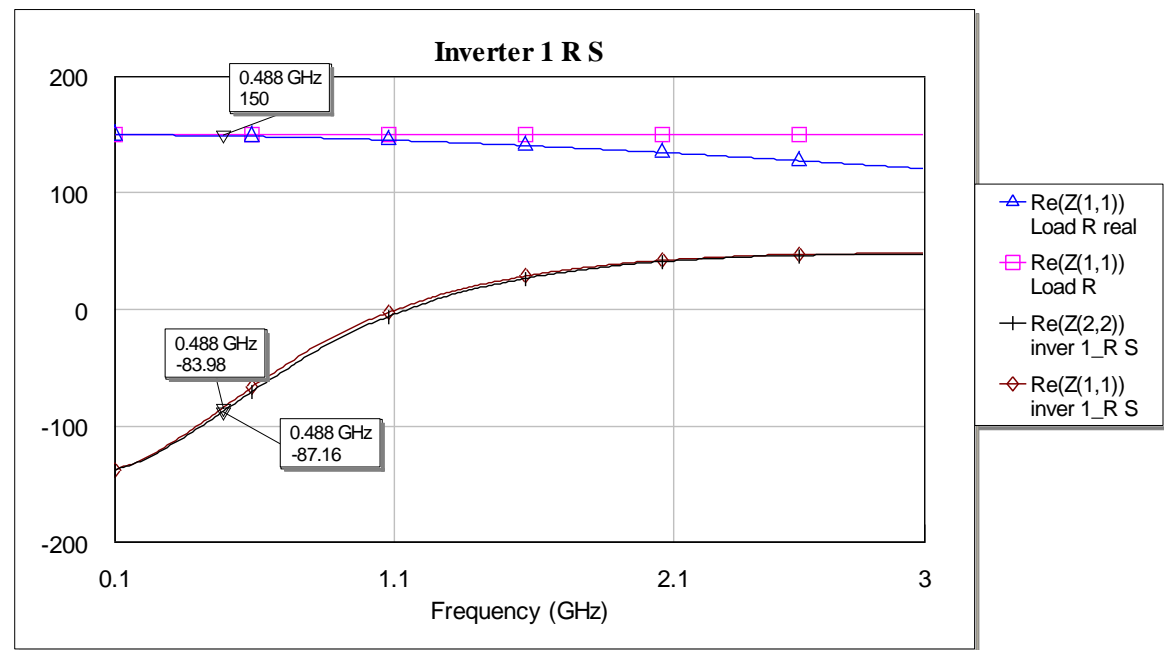


Figura 125: Resultados de R para valores por defecto con NIC lineal

Si variamos el valor de la resistencia obtenemos los siguientes resultados:

R=10 Ω

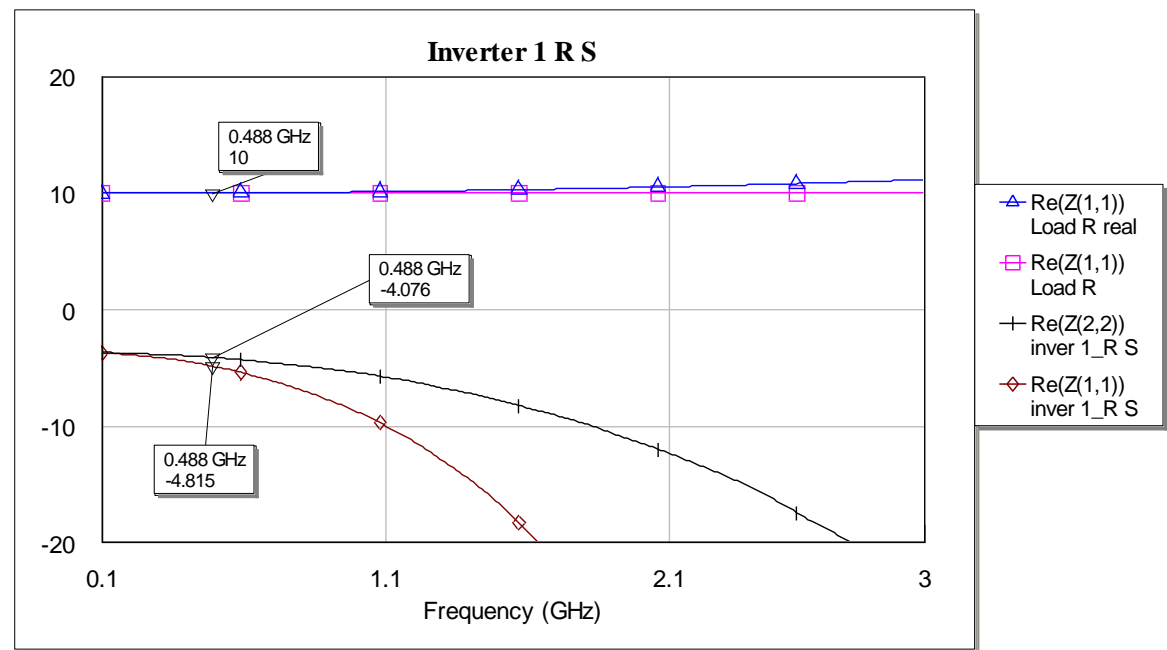


Figura 126: Resultados para R=10Ω con NIC lineal

R=20 Ω

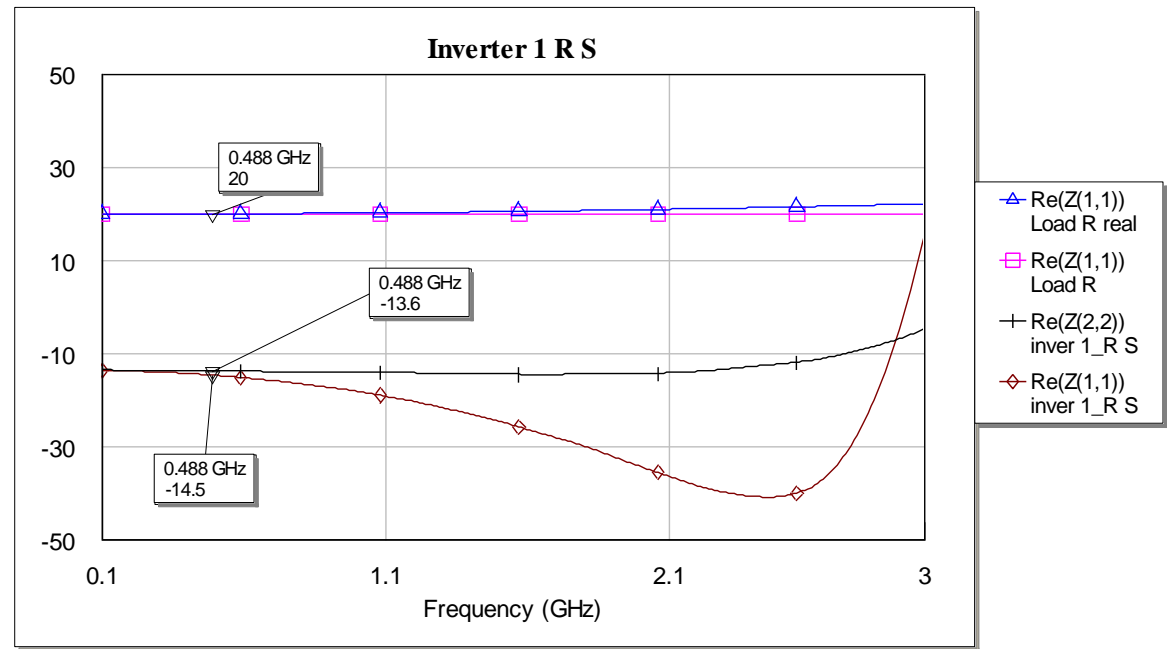


Figura 127: Resultados para R=20Ω con NIC lineal

R=50 Ω

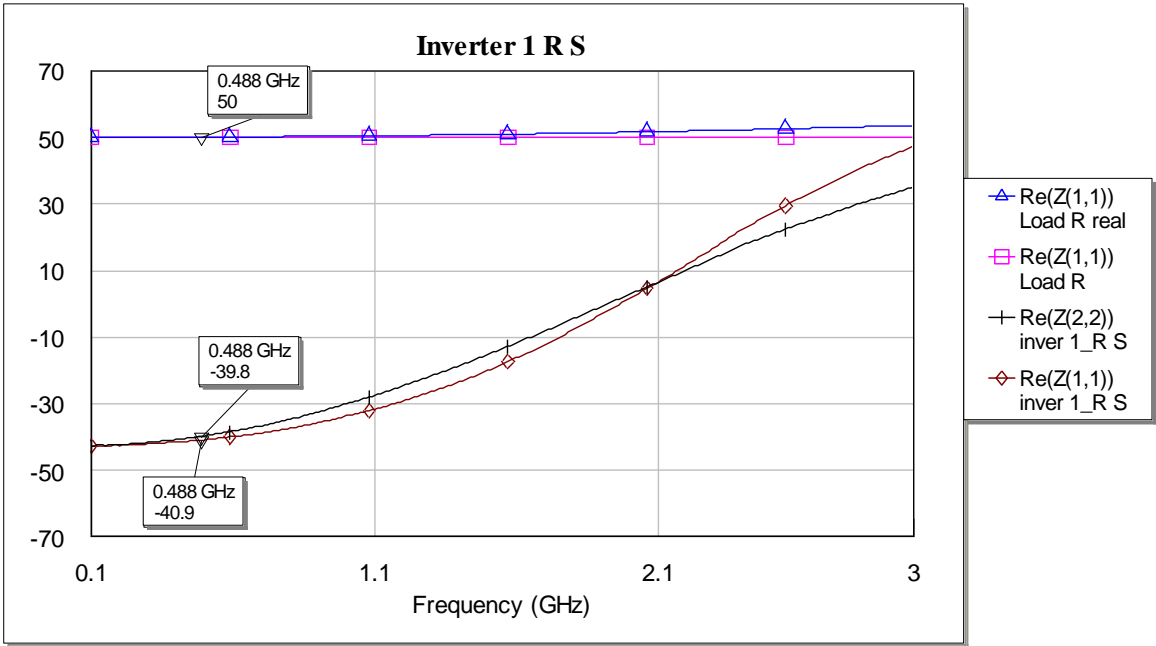


Figura 128: Resultados para R=50Ω con NIC lineal

R=70 Ω

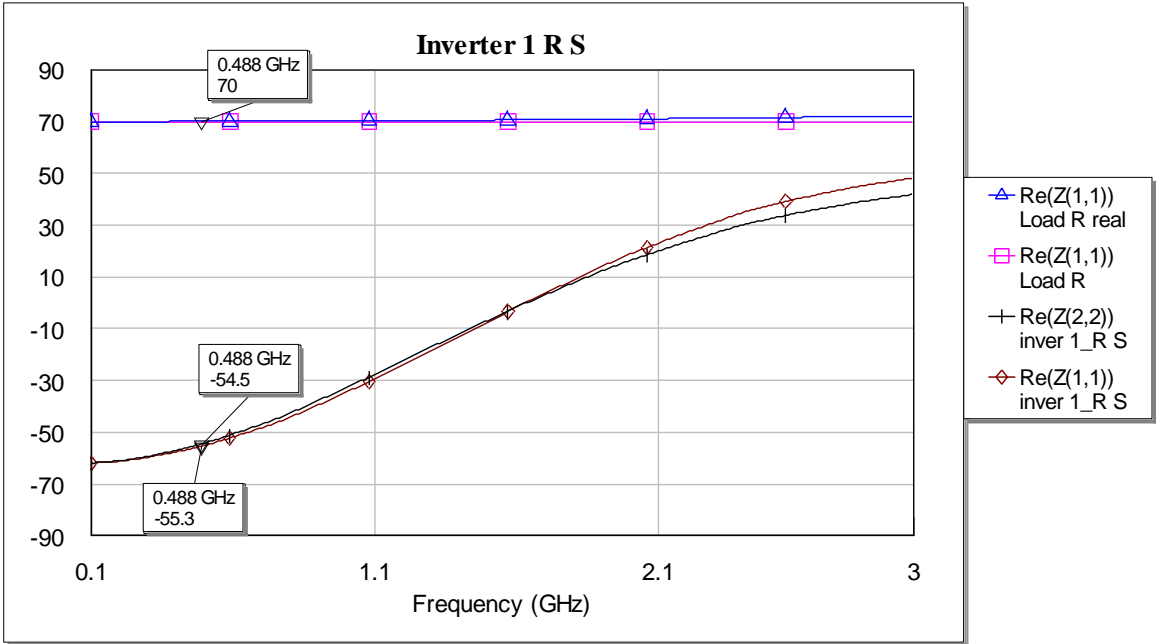


Figura 129: Resultados para R=70Ω con NIC lineal

R=100Ω

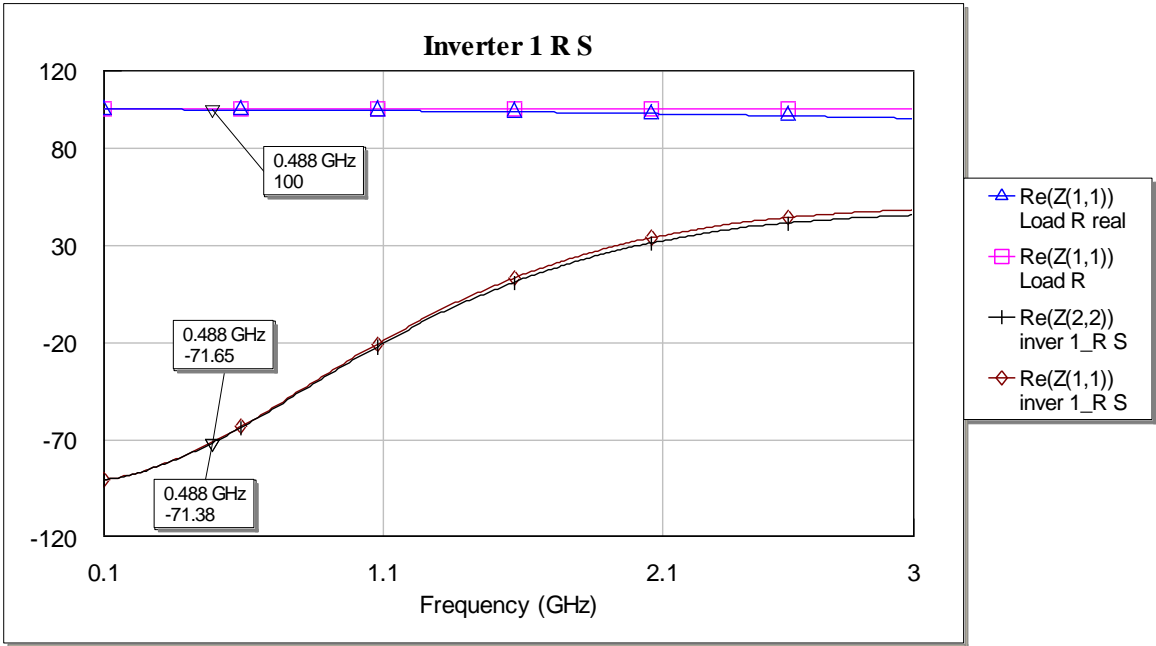


Figura 130: Resultados para R=100Ω con NIC lineal

R=200Ω

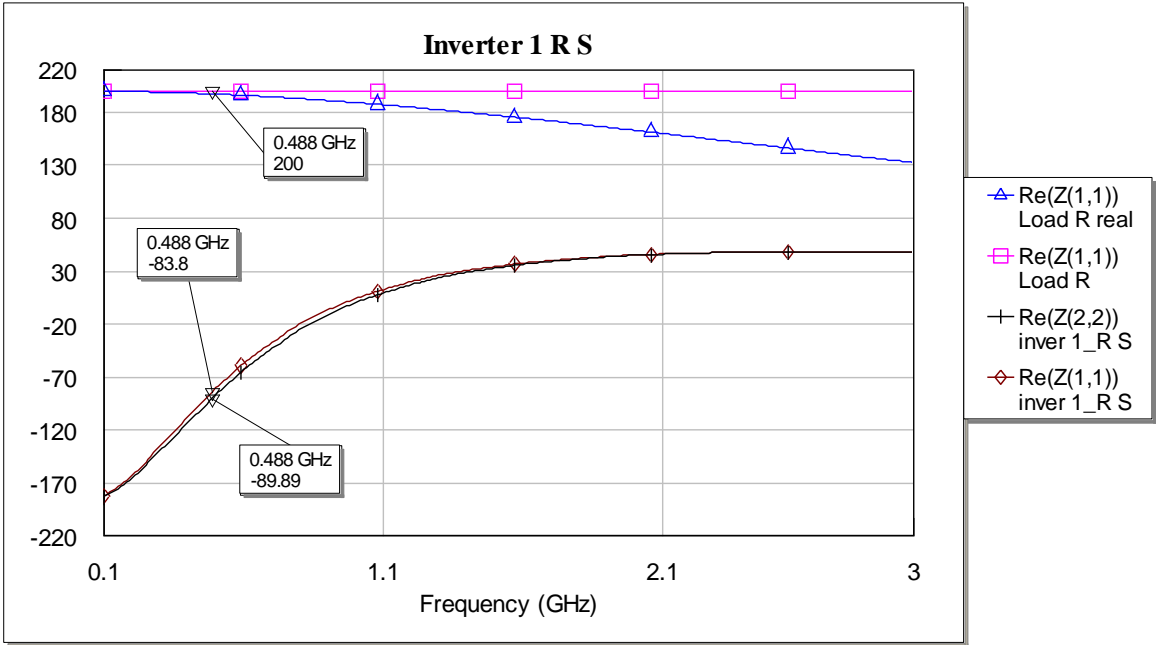


Figura 131: Resultados para R=200Ω con NIC lineal

R=500Ω

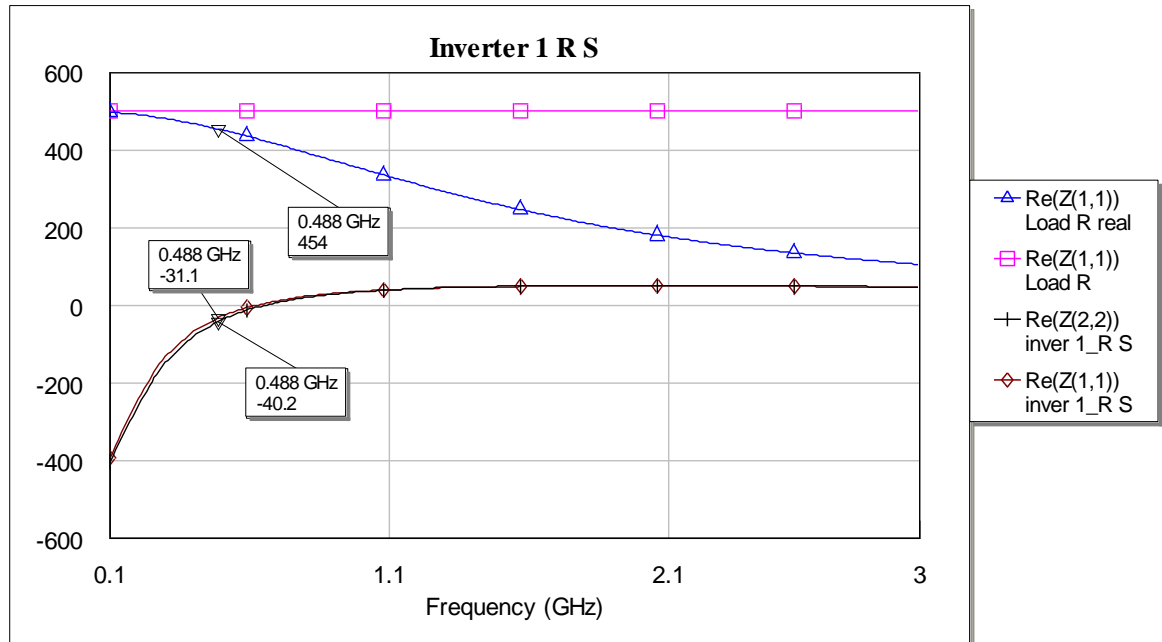


Figura 132: Resultados para R=500Ω con NIC lineal

Tabla 23: Diferencia relativa y frecuencia límite para inversión con distintos valores de R con NIC lineal

R (Ω)	Diferencia de valores a la frecuencia de la antena para R real (%)	Diferencia de valores a la frecuencia de la antena para R ideal (%)	Frecuencia límite
10	51.85	59.24	2GHz
20	27.5	32	2GHz
50	18.2	20.4	1.5GHz
70	21	22.14	1GHz
100	28.35	28.64	1GHz
150	44	41.89	800MHz
200	58.1	55	700MHz
500	93.15	91.14	500MHz

Para el caso de la resistencia se puede concluir que:

- Vemos que conforme aumentamos el valor de la resistencia, la frecuencia de funcionamiento límite disminuye.
- El último caso de 500Ω no presenta resultados válidos.
- Tanto para el caso de la resistencia real como el de la ideal, los resultados son semejantes. Para valores intermedios de R, es mejor la resistencia real.
- Los mejores valores son los intermedios, desde 50Ω a 100Ω.

3.2.5 Estudio de NIC 1 no lineal

Vamos a realizar exactamente el mismo análisis que en caso anterior, pero cambiando los transistores con modelado lineal por un modelado no lineal. El NIC1 no lineal es el mostrado en la figura 100.

1. Condensador

Como anteriormente, en el puerto 1 tendremos el resultado para el condensador real y en el puerto 2, para el condensador ideal.

Los valores por defecto son:

Res= 150Ω

Ind=10nH

Cap=1pF

El resultado con estos valores es el siguiente:

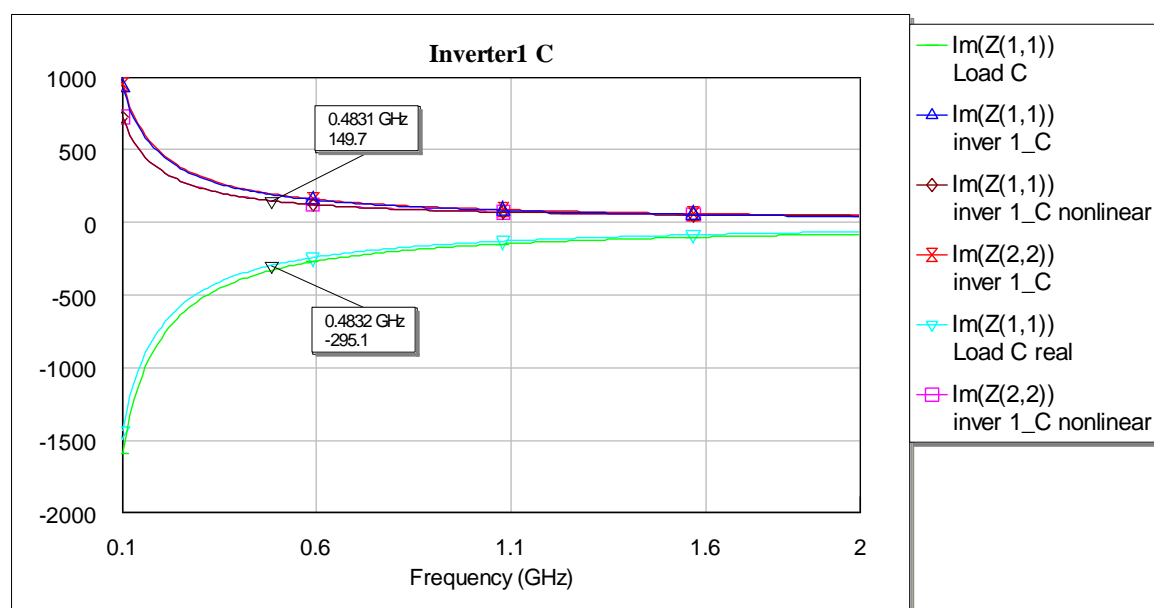


Figura 133: Resultados para C para valores por defecto para NIC no lineal

Ahora vamos a variar el valor de *Cap* para estudiar el comportamiento de este NIC:

C= 0.1pF

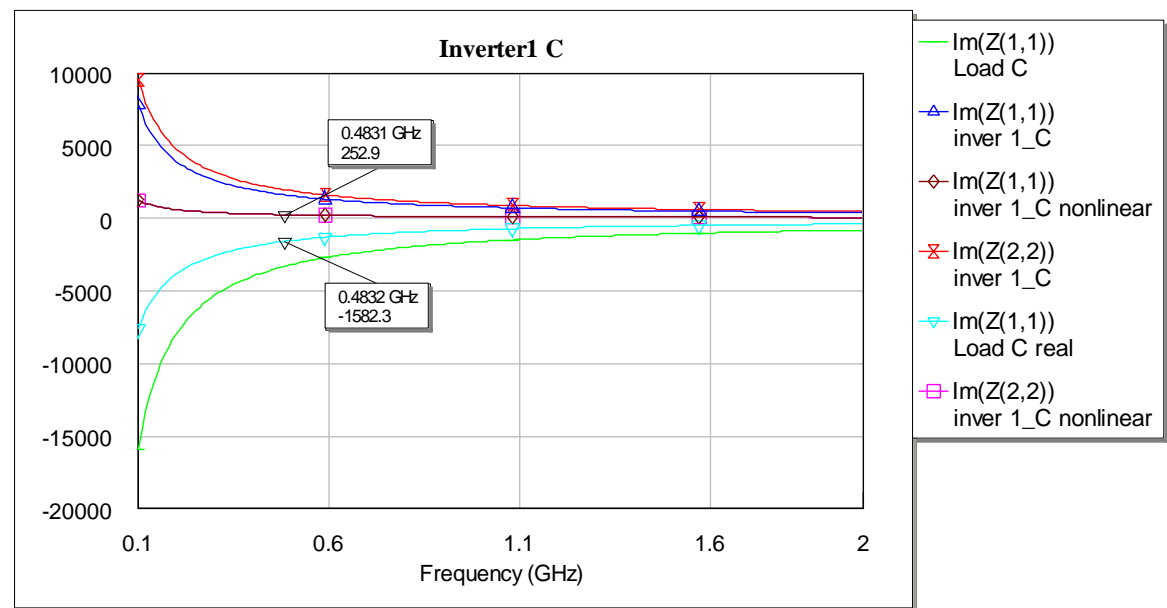


Figura 134: Resultados para C=0.1pF con NIC no lineal

C=0.5pF

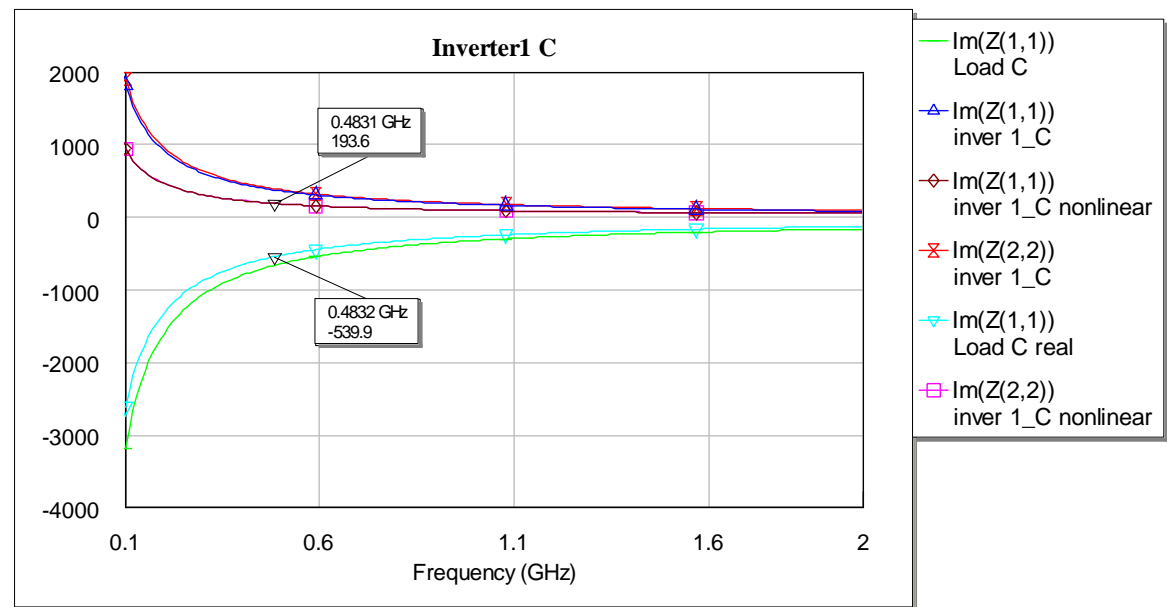


Figura 135: Resultados para C=0.5pF con NIC no lineal

C=2pF

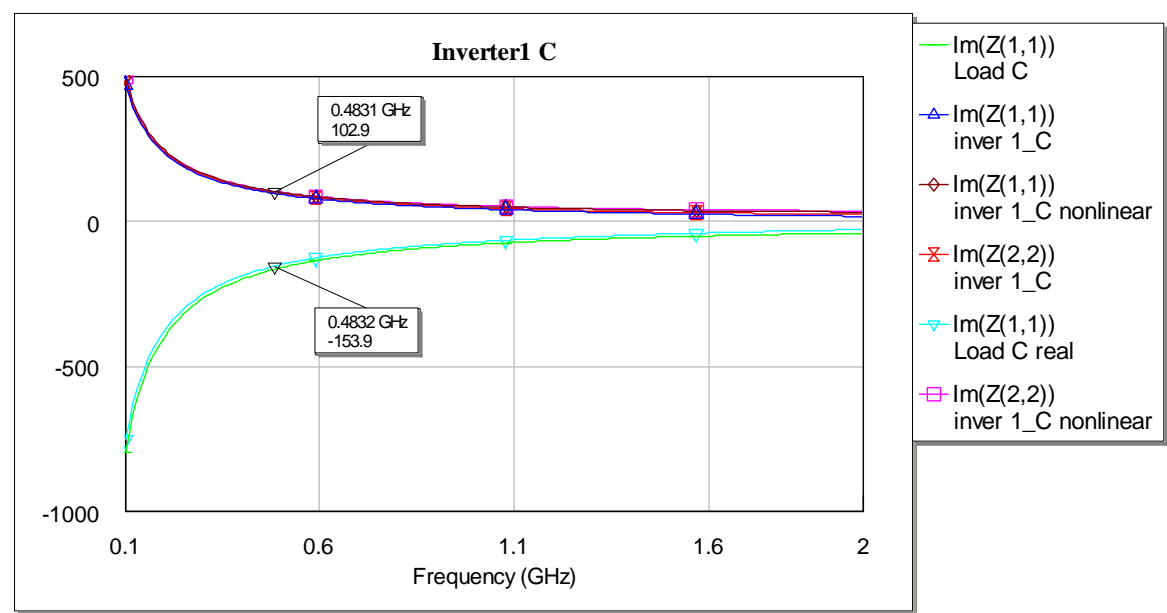


Figura 136: Resultados para C=2pF con NIC no lineal

C=5pF

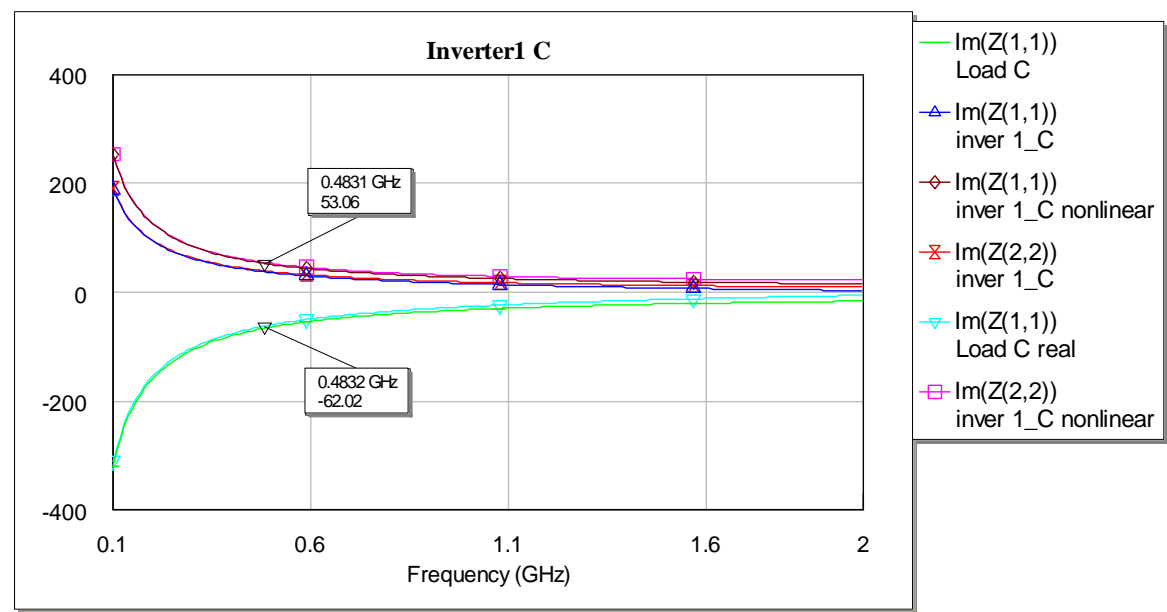


Figura 137: Resultados para C=5pF con NIC no lineal

C=10pF

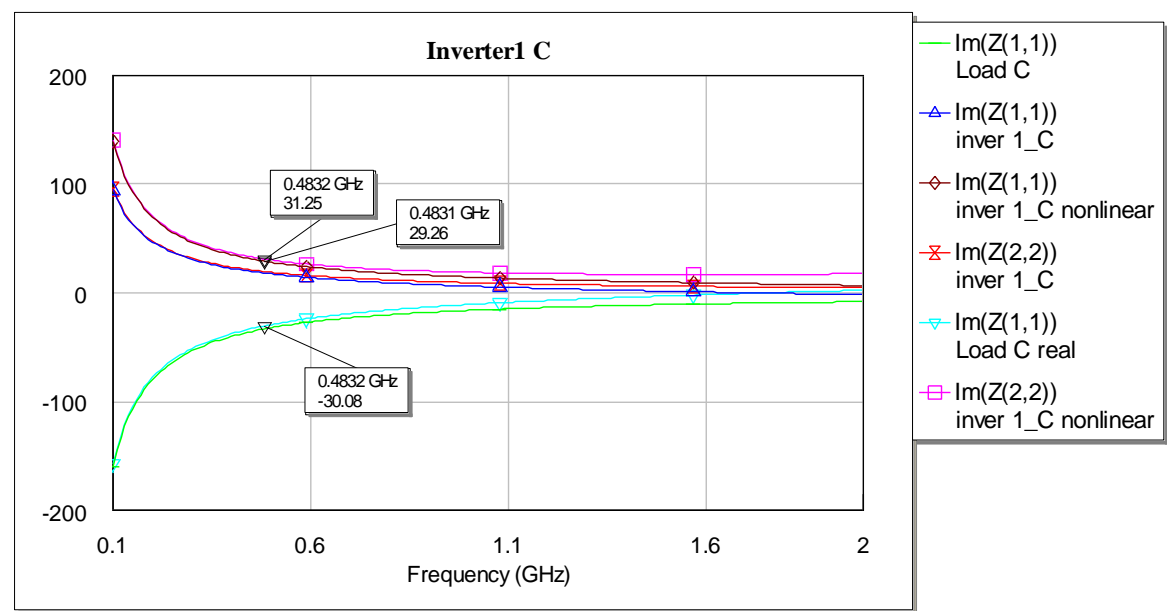


Figura 138: Resultados para C=10pF con NIC no lineal

C=15pF

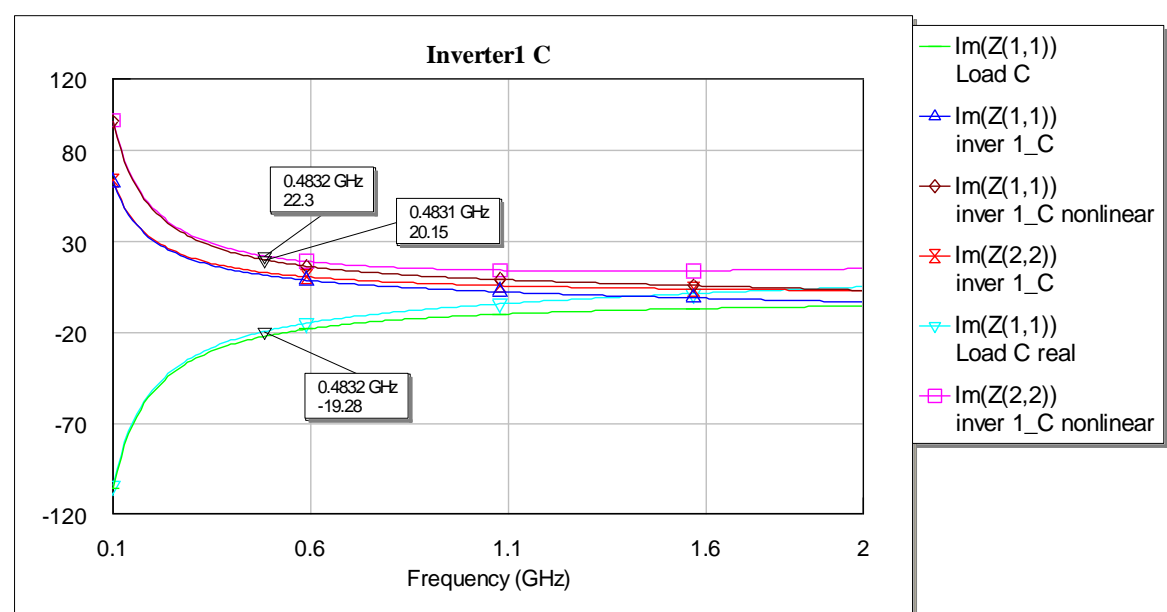


Figura 139: Resultados para C=15pF con NIC no lineal

C=20pF

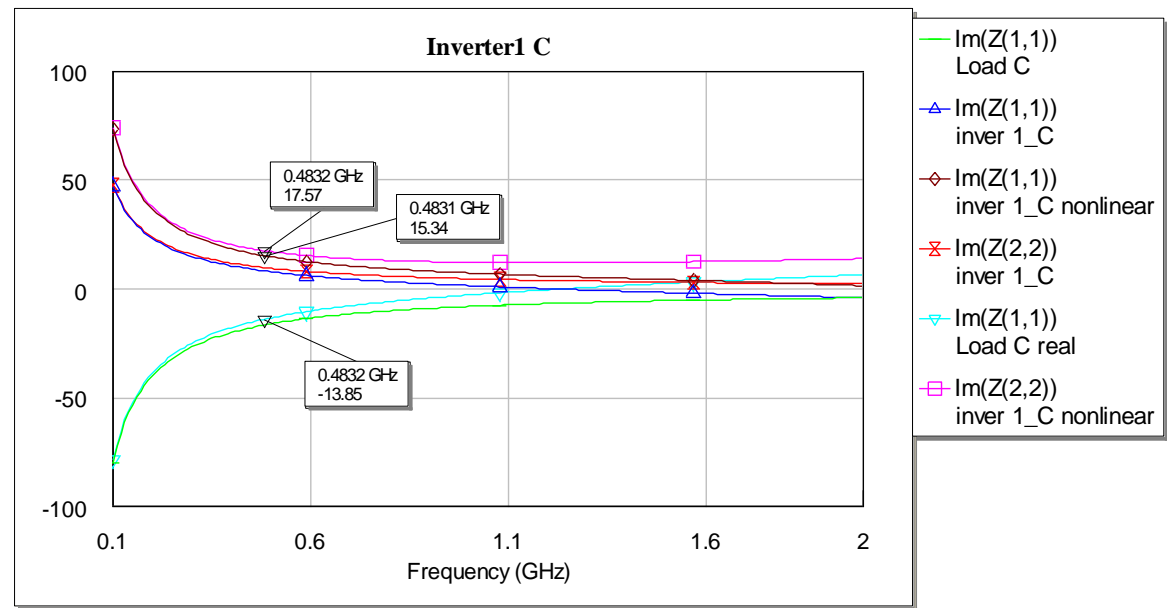


Figura 140: Resultados para C=20pF con NIC no lineal

C=50pF

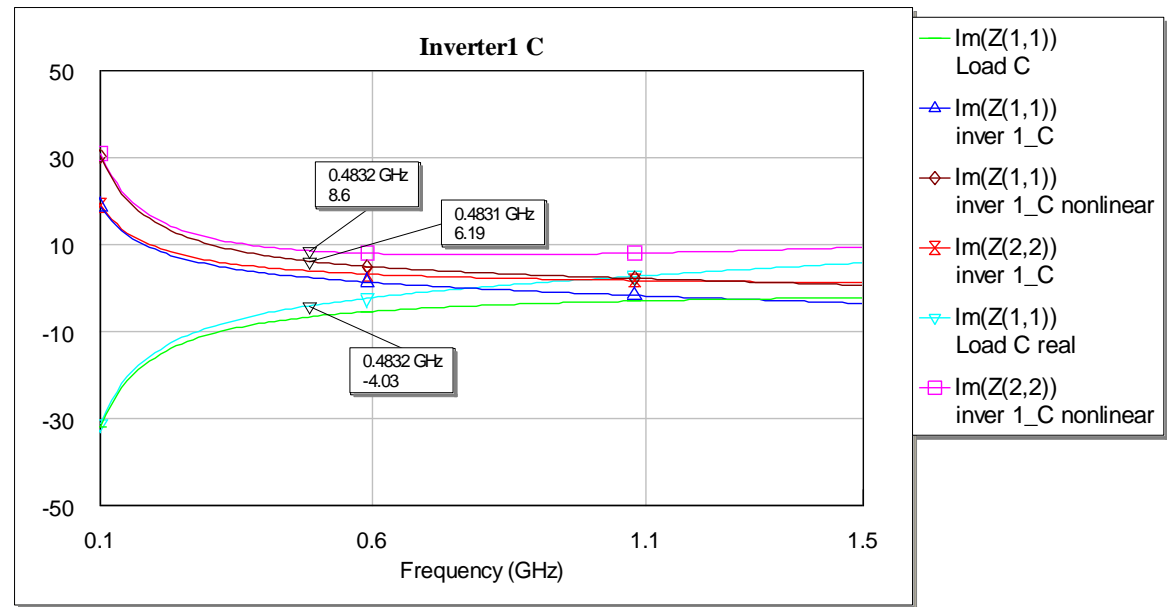


Figura 141: Resultados para C=50pF con NIC no lineal

C=100pF

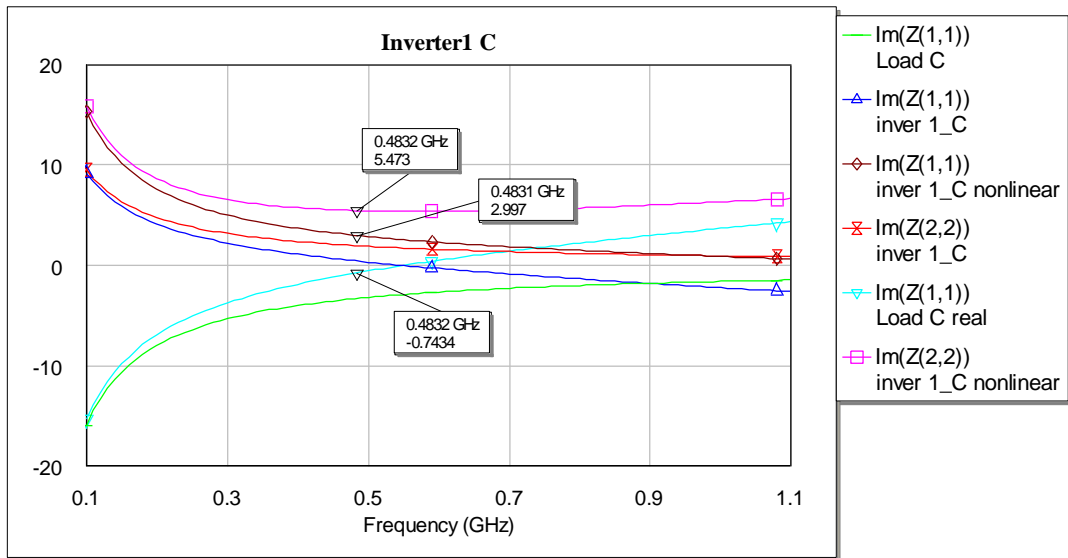


Figura 142: Resultados para C=100pF con NIC no lineal

Tabla 24: Diferencia relativa y frecuencia límite para inversión con distintos valores de C para NIC no lineal

C (pF)	Diferencia de valores a la frecuencia de la antena para C real (%)	Diferencia de valores a la frecuencia de la antena para C ideal (%)	Frecuencia límite
0.1	84.01	Igual	Todo rango de interés
0.5	64.14	Igual	Todo rango de interés
1	49.27	Igual	Todo rango de interés
2	33.14	Igual	Todo rango de interés
5	14.45	Igual	Todo rango de interés
10	2.7	3.7	Todo rango de interés
15	4.3	13.54	Todo rango de interés
20	9.7	21.17	Hasta 1GHz
50	34.89	53.14	Hasta 700MHz
100	75.19	86.42	Hasta 500MHz

Se puede concluir que:

- Conforme aumentamos el valor de la capacidad, la diferencia disminuye (hasta un valor de C=10pF) y el inicio de funcionamiento es a frecuencias menores. Para nosotros, el rango de interés tiene una frecuencia máxima de 1GHz, por lo que con valores de C menores de 10pF, se cubre perfectamente este rango.
- Hemos de tener en cuenta que no podemos aumentar demasiado el valor de C porque las diferencia empiezan a ser considerables y las frecuencias válidas, demasiado pequeñas.

- A partir de 10pF, empieza a haber diferencia entre usar un condensador real y uno ideal, de forma que siempre se comporta mejor el real que el ideal.
- Los mejores valores son los intermedios, como 5pF o 10pF aunque es válido hasta unos 20pF.

2. Bobina

El resultado con los valores por defecto es el siguiente:

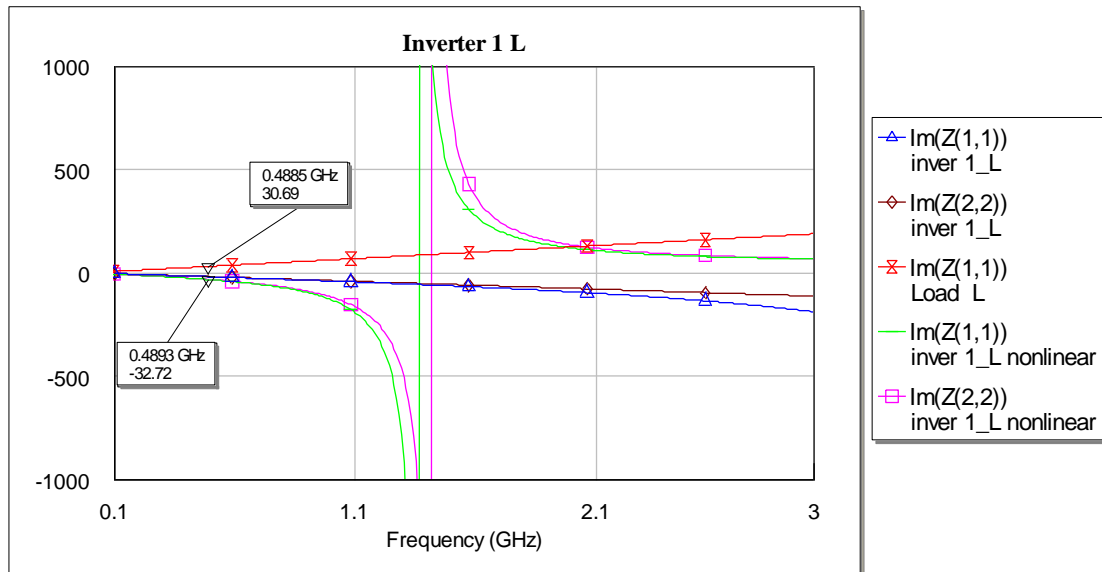


Figura 143: Resultados para L con valores por defecto para NIC no lineal

Variamos ahora el valor de L para estudiar su comportamiento:

L=0.1nH

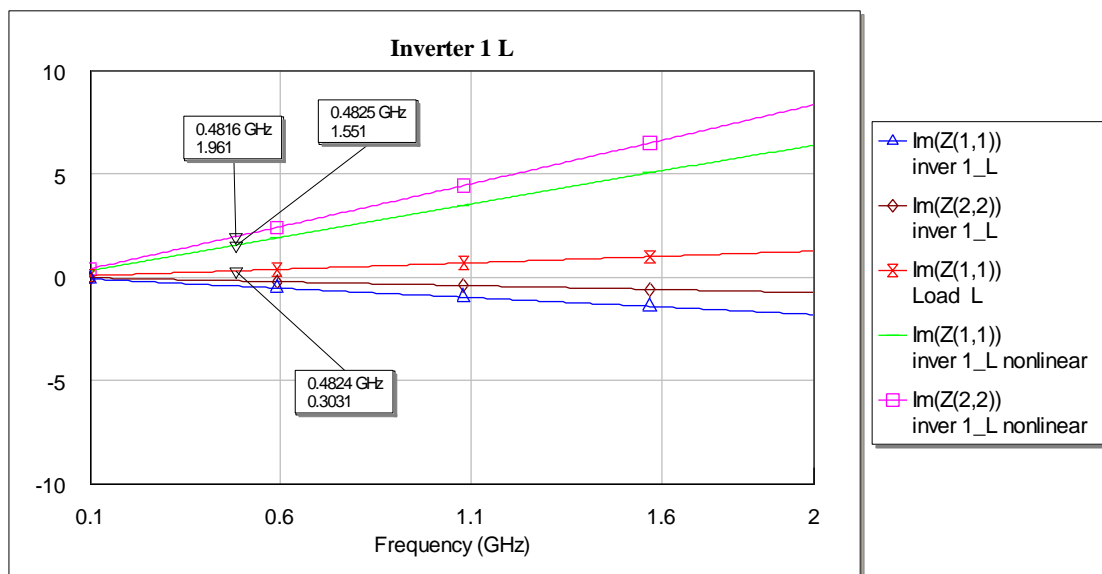


Figura 144: Resultados para L=0.1nH con NIC no lineal

L=1nH

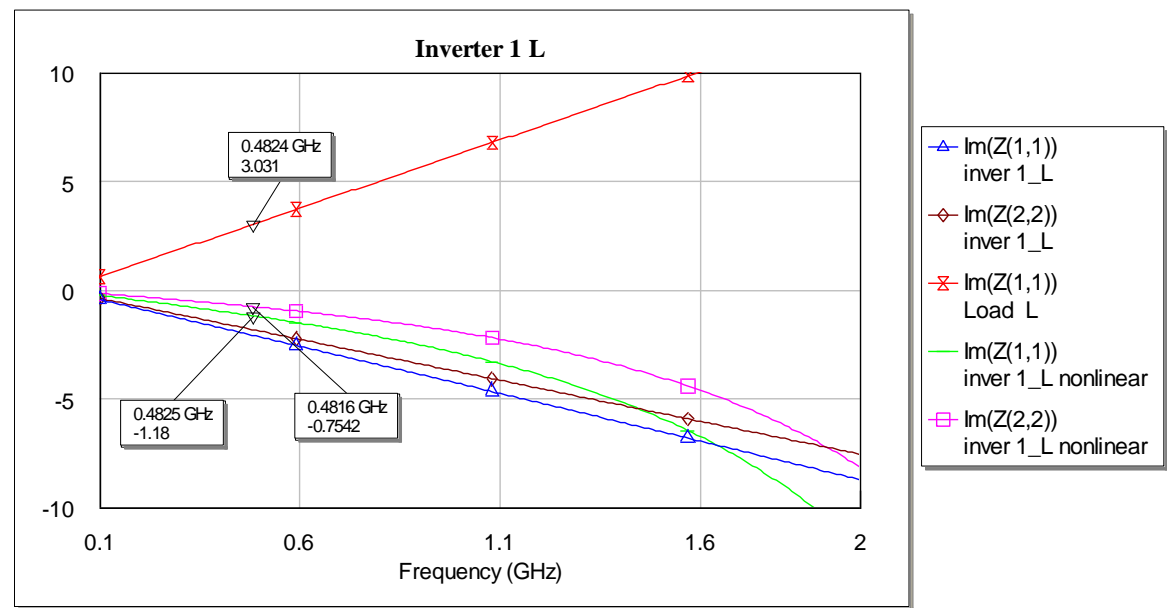


Figura 145: Resultados para L=1nH con NIC no lineal

L=20nH

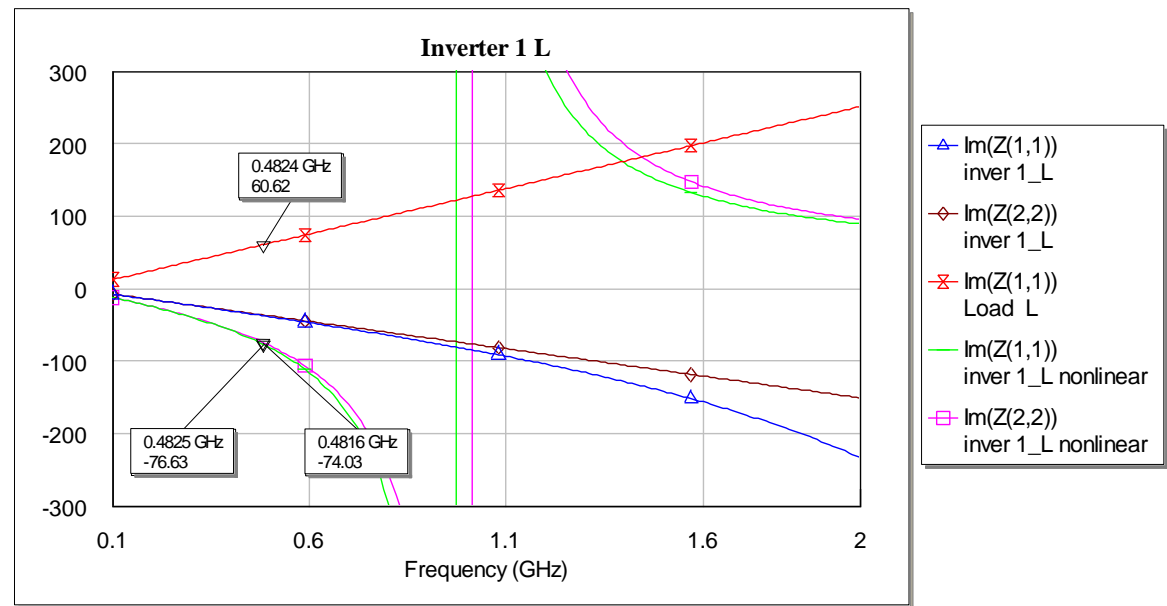


Figura 146: Resultados para L=20nH con NIC no lineal

L=30nH

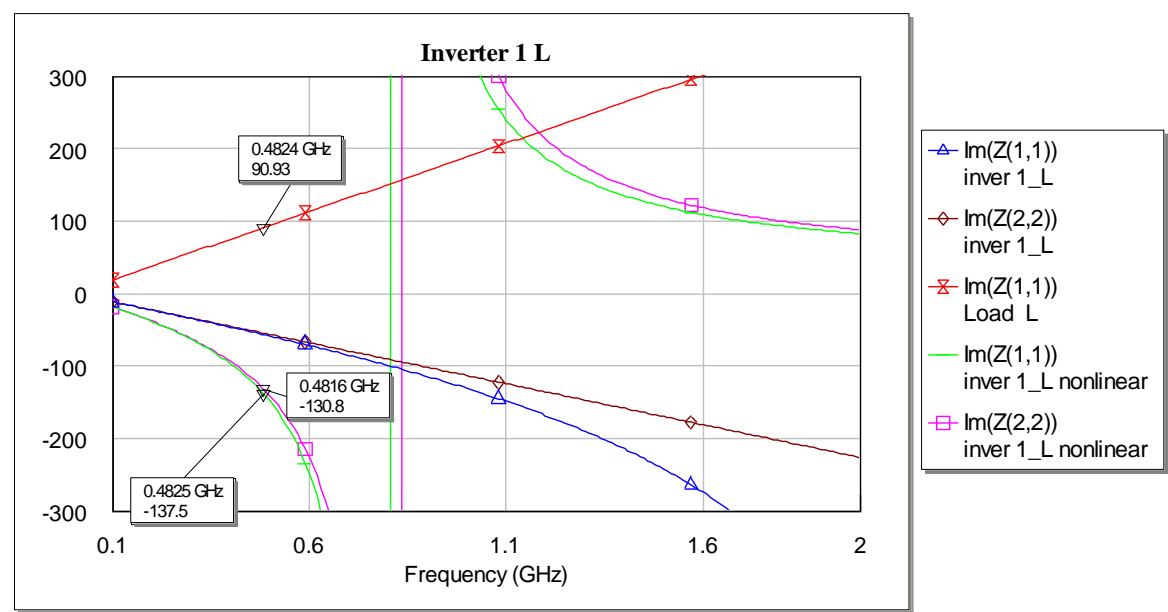


Figura 147: Resultados para L=30nH con NIC no lineal

L=50nH

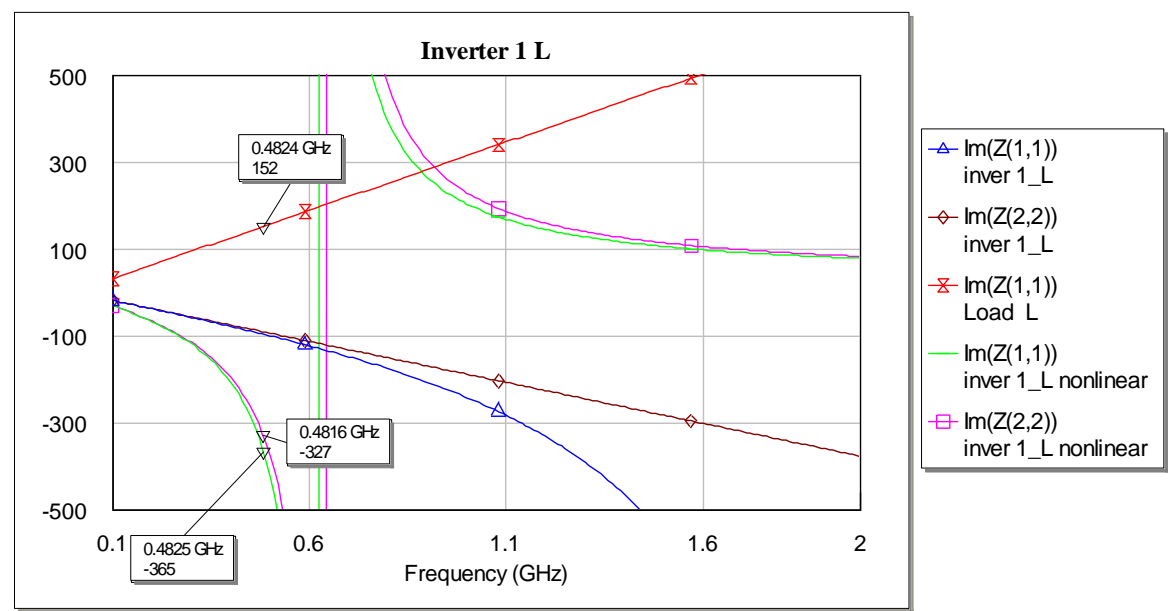


Figura 148: Resultados para L=50nH con NIC no lineal

L=100nH

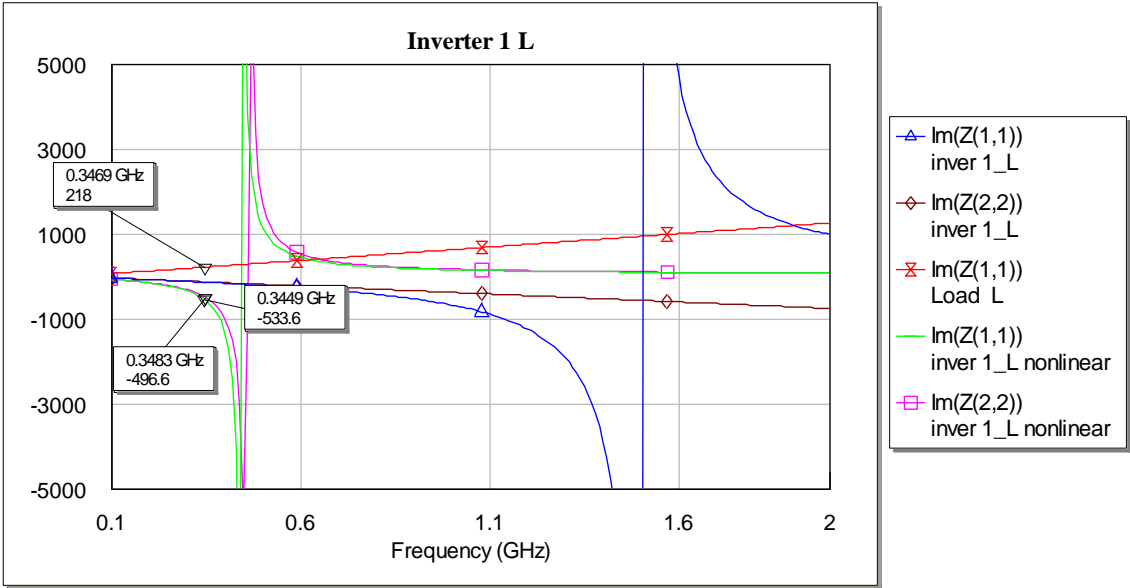


Figura 149: Resultados para L=100nH con NIC no lineal

L=250nH

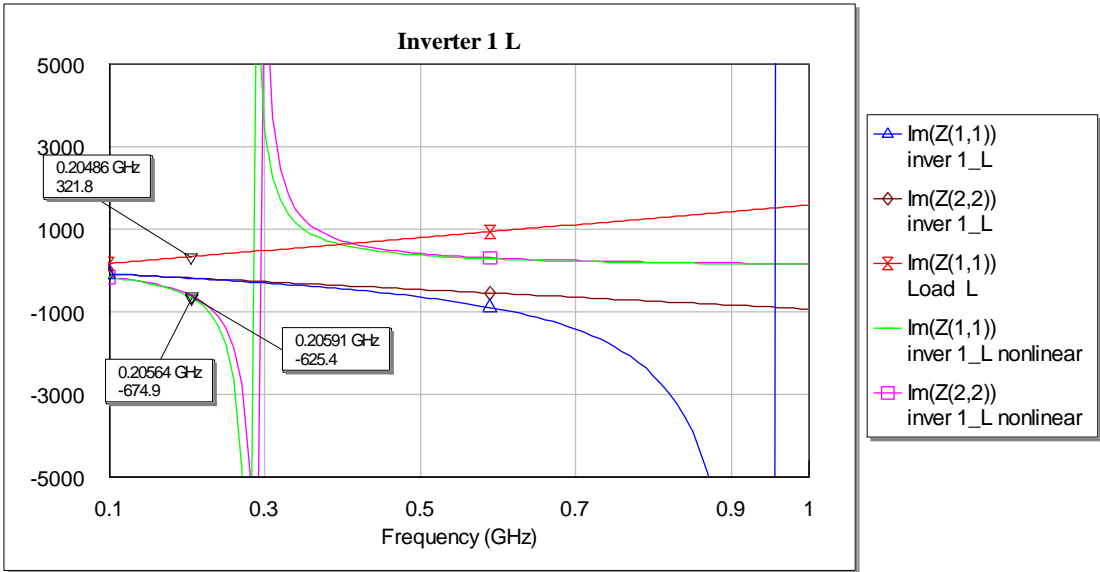


Figura 150: Resultados para L=250nH con NIC no lineal

Tabla 25: Diferencia relativa y frecuencia límite para inversión con NIC con lineal con distintos valores de L

L (nH)	Diferencia de valores a la frecuencia de la antena para L real (%)	Diferencia de valores a la frecuencia de la antena para L ideal (%)	Frecuencia límite
0.1	No invierte	No invierte	No invierte
1	61	75.12	Hasta 2GHz

10	6.2	6.2	Hasta 1GHz
20	20.89	18.11	Hasta 700MHz
30	33.87	30.48	Hasta 650MHz
50	58.36	53.52	Hasta 600MHz
100	56.1	59.15	Hasta 400MHz
250	52.3	48.55	Hasta 250MHz

Se puede concluir que:

- Existe un margen de valores, entre los 10nH y los 30nH aproximadamente, donde funciona correctamente, ya que si disminuimos o aumentamos más la L, los resultados no son correctos. Podemos ver además, que conforme aumenta L, la frecuencia límite baja.
- De este modo, podemos comprobar que el primer caso da un resultado completamente erróneo ya que no invierte los valores. También podemos concluir que, a partir de 50nH, los resultados pueden no ser buenos ya que la frecuencia límite está muy cerca de la frecuencia de trabajo, que puede estar en torno a los 500MHz.
- Los valores para la bobina ideal son, en general, mejor que para la real, aunque la diferencia para los valores que nos interesan de L no es significativa.
- El mejor valor es el establecido por defecto, 10nH, ya que sólo tiene un error del 6.2% a la frecuencia de trabajo y puede funcionar hasta 1GHz.

3. Resistencia

El resultado para los valores por defecto es el siguiente:

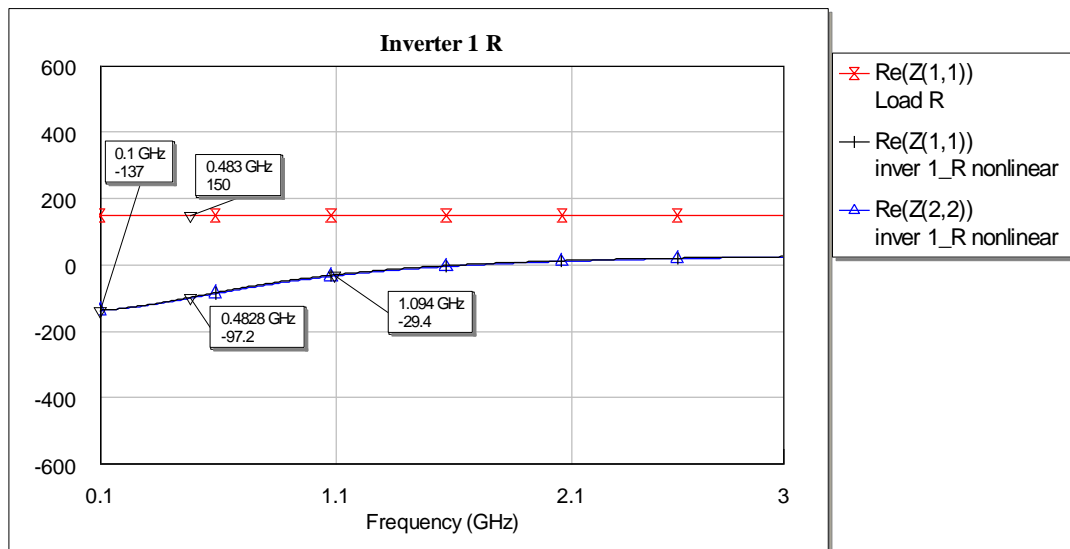


Figura 151: Resultados para R para valores por defecto con NIC no lineal

Ahora variamos el valor de la resistencia para estudiar su comportamiento:

R=10 Ω

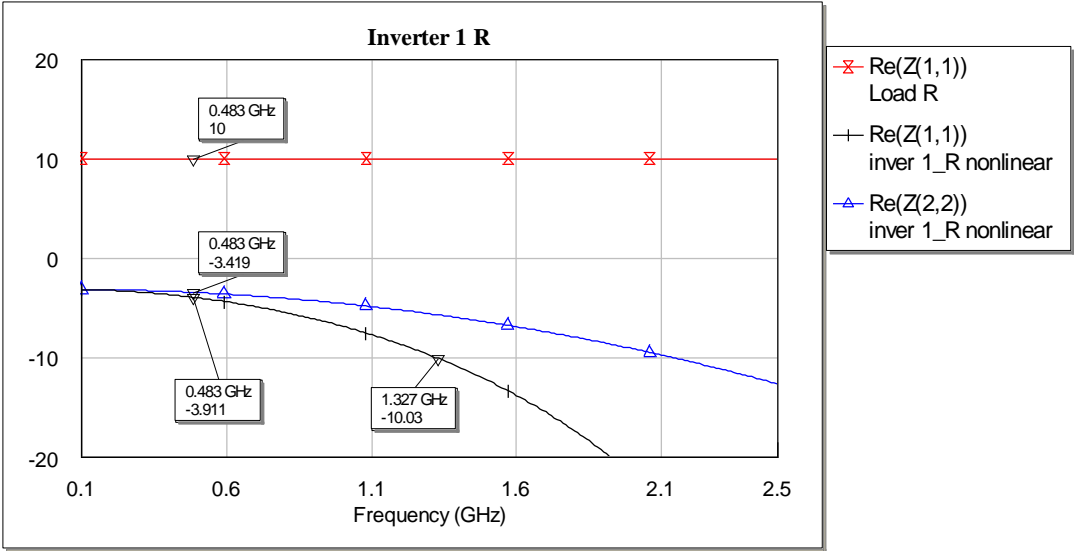


Figura 152: Resultados para R=10Ω con NIC no lineal

R=20 Ω

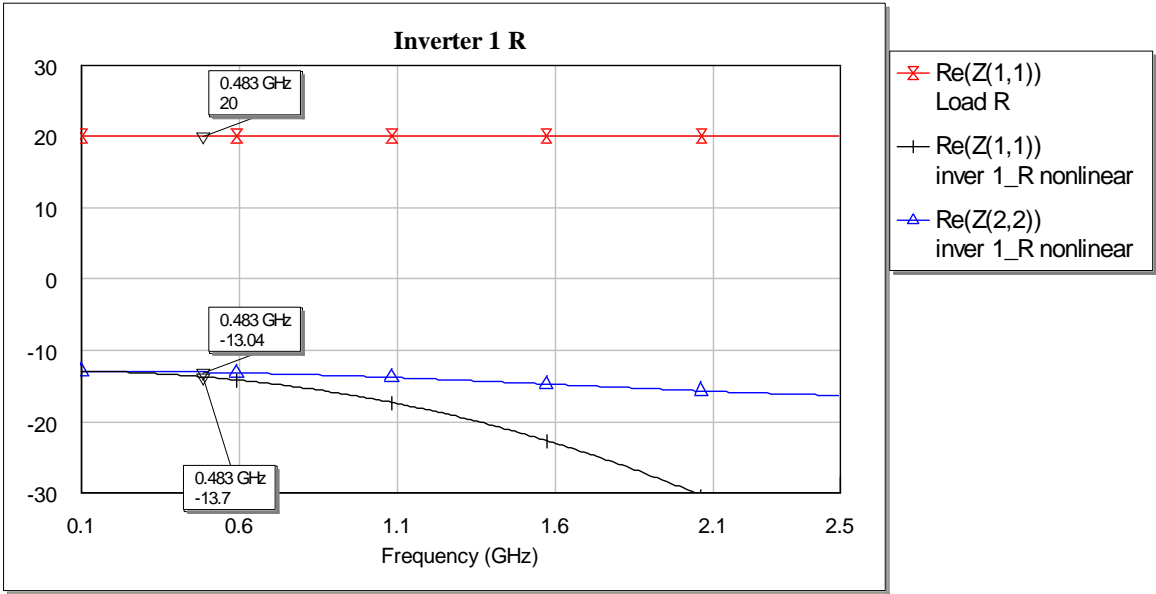


Figura 153: Resultados para R=20 Ω con NIC no lineal

R=50 Ω

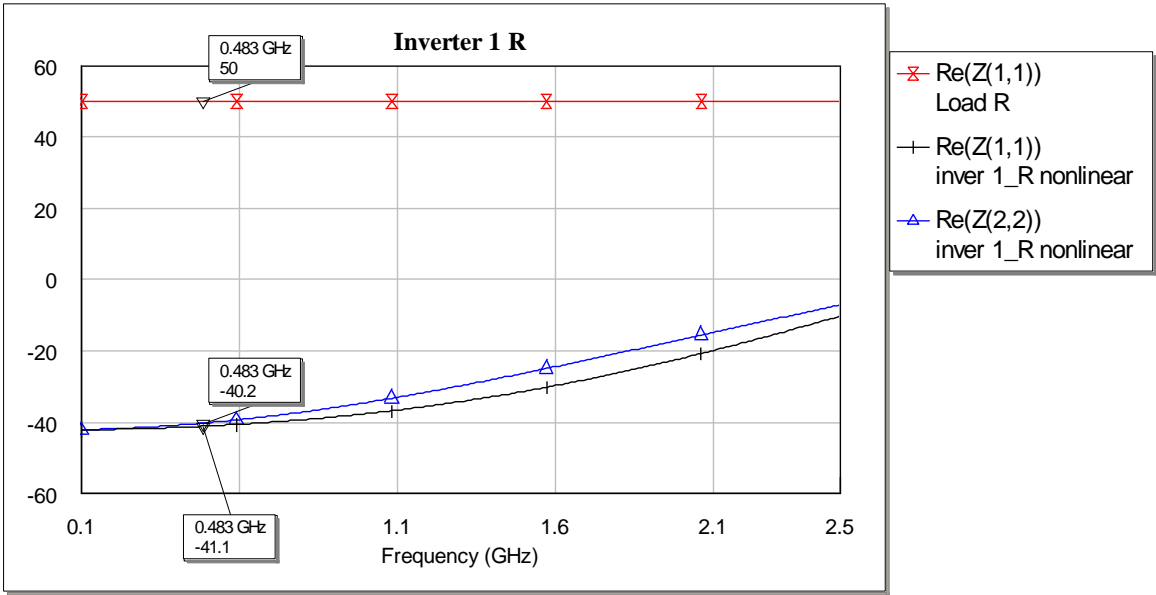


Figura 154: Resultados para R=50 Ω con NIC no lineal

R=70 Ω

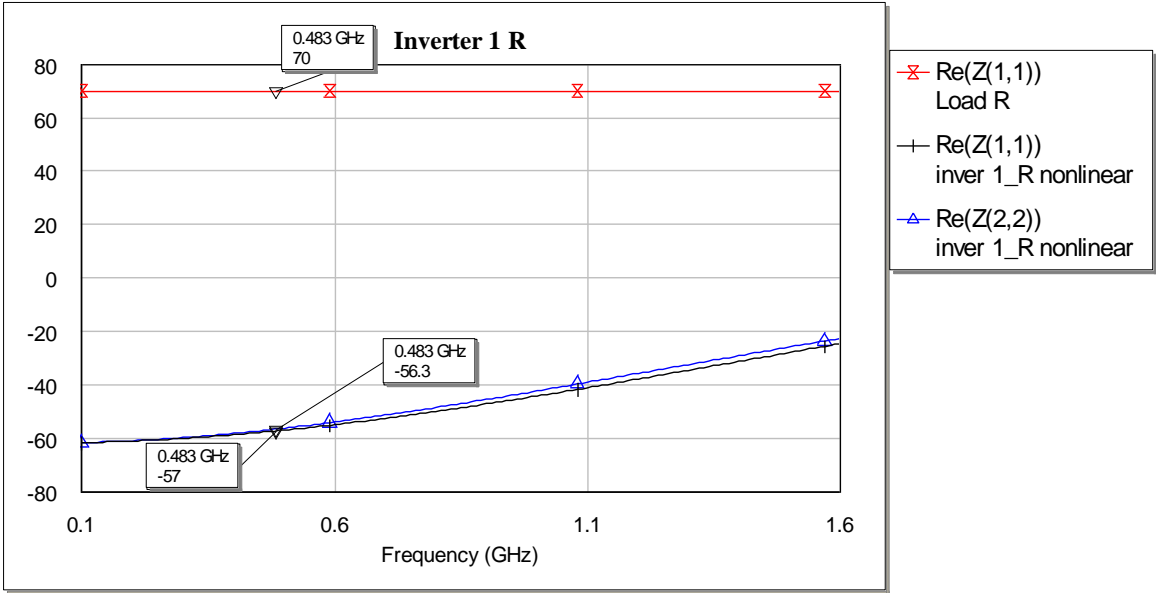


Figura 155: Resultados para R=70 Ω con NIC no lineal

R=100Ω

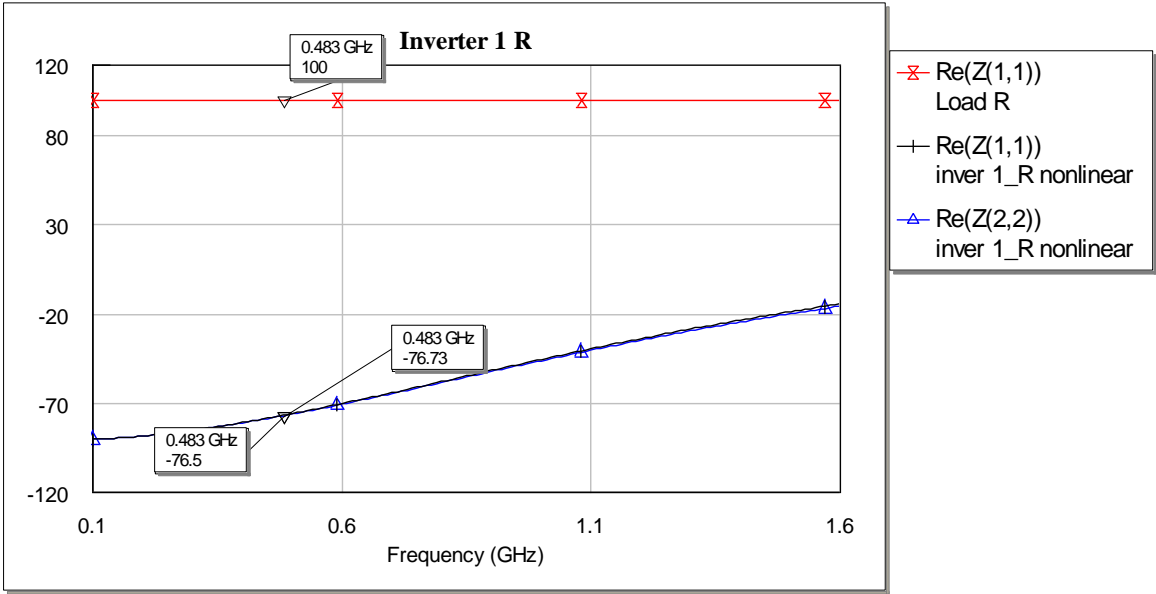


Figura 156: Resultados para R=100 Ω con NIC no lineal

R=200Ω

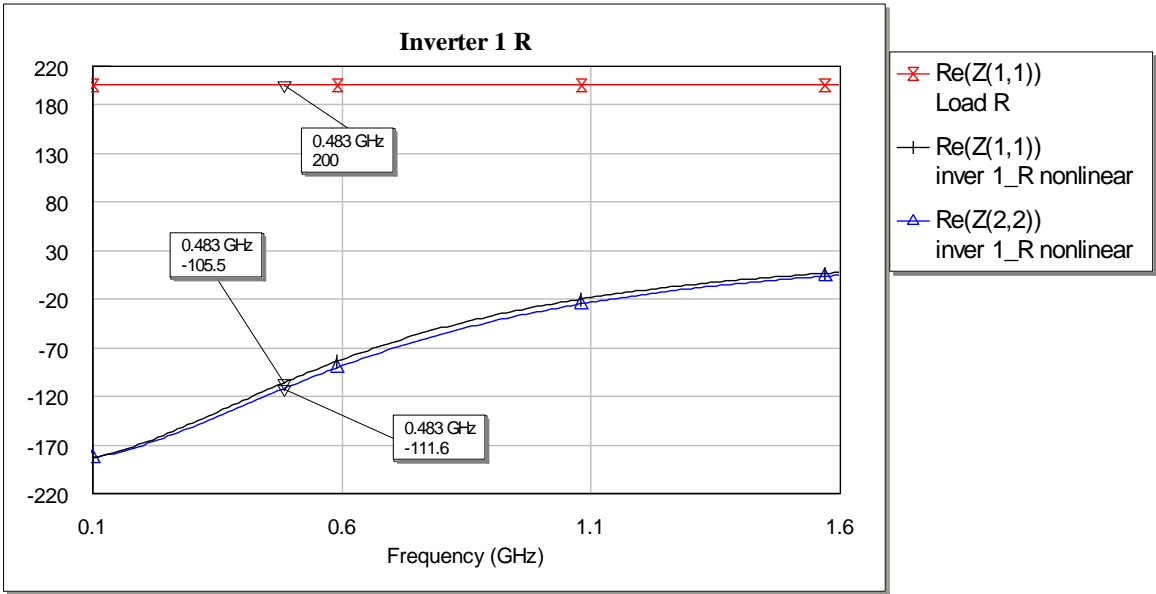


Figura 157: Resultados para R=100 Ω con NIC no lineal

R=500Ω

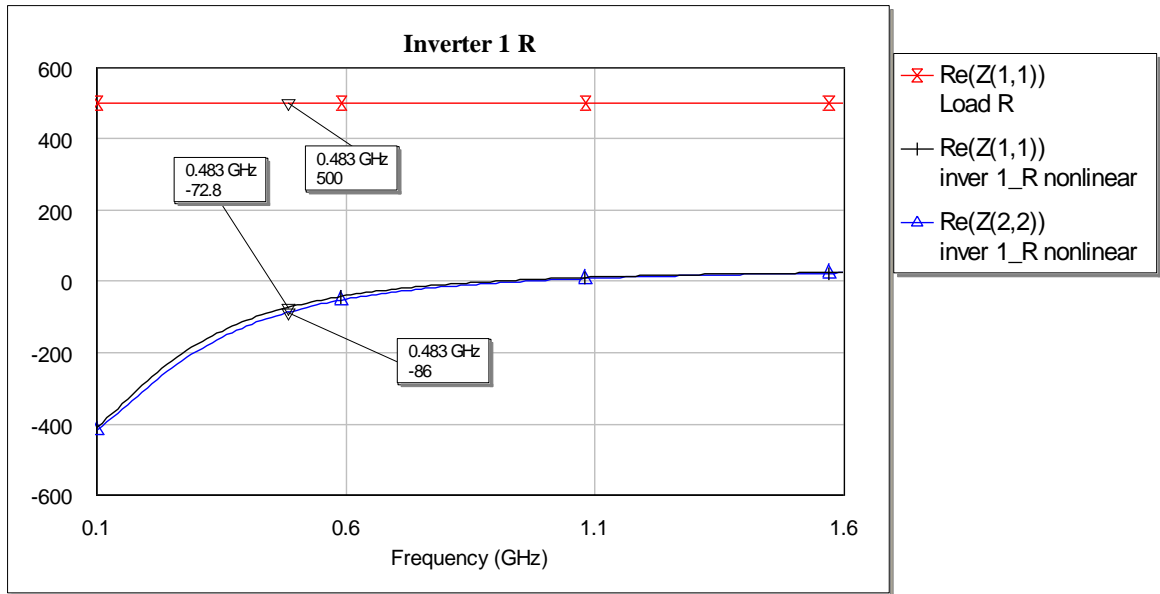


Figura 158: Resultados para R=500 Ω con NIC no lineal

Tabla 26: Diferencia relativa y frecuencia límite para inversión de distintos valores de R con NIC no lineal

R (Ω)	Diferencia de valores a la frecuencia de la antena para R real (%)	Diferencia de valores a la frecuencia de la antena para R ideal (%)	Frecuencia límite
10	60.89	65.81	De 1GHz a 2GHz
20	31.5	34.8	Hasta 2GHz
50	17.8	19.6	Hasta 1.5GHz
70	18.57	19.57	Hasta 1.5GHz
100	23.5	23.24	Hasta 1GHz
150	35.2	35.2	Hasta 1GHz
200	47.25	44.2	Hasta 800MHz
500	85.44	82.8	Hasta 500MHz

Para este caso se puede concluir que:

- Conforme aumentamos el valor de la resistencia, la frecuencia de funcionamiento límite disminuye.
- El último caso de 500Ω no presenta resultados válidos.
- Los mejores valores son los intermedios, desde 50Ω a 100Ω.

3.3 NIC a fabricar

Se ha elegido fabricar el NIC1 debido a que sus resultados para el caso no lineal son los mejores de los que presentan los trece NICs propuestos. Además, se llevará a cabo la inversión de un condensador ya que, como se ha estudiado en el apartado anterior, presenta mejores resultados de inversión que la bobina y la resistencia, siempre que se encuentre entre valores de 5pF a 20pF.

En este punto, el primer objetivo es comprobar la inversión del dispositivo ya que los problemas de estabilidad que tiene asociados suelen ser grandes. A continuación, se propondrá su integración en la antena Z de forma que se consiga compensar su reactancia y se mejoren sus prestaciones de adaptación.

Basándonos en este objetivo último, el valor del condensador que se intentará invertir con el NIC es el equivalente a la reactancia de la antena Z a la frecuencia de trabajo, que además, se encuentra dentro del rango de valores con mejores resultados según el estudio del apartado anterior. El valor de este condensador es de 6.96pF. La unión del NIC con la antena se estudiará en el capítulo 4.

Por lo tanto, para el objetivo inicial de verificar la inversión, el circuito va a ser el siguiente:

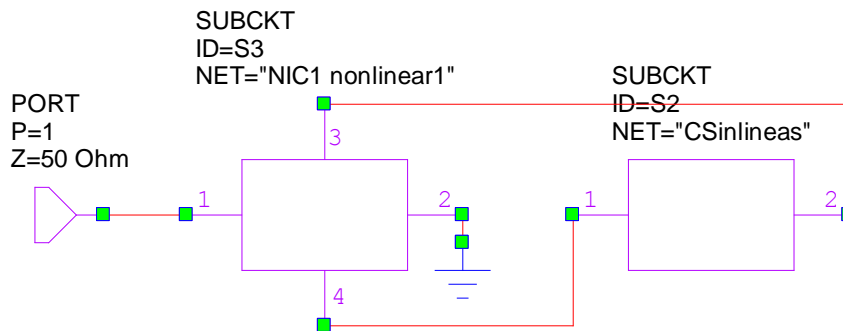


Figura 159: NIC1 no lineal con condensador a invertir

Como vemos, el NIC es no lineal ya que es más próximo a la realidad y por tanto, los resultados serán más semejantes a los que obtengamos al medir. Por tanto, el NIC es el mostrado en la figura 100.

En un primer paso, vamos a ver los resultados si el condensador es:

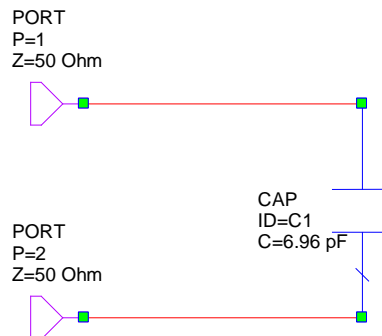


Figura 160: Condensador a invertir

Los resultados que se obtienen son:

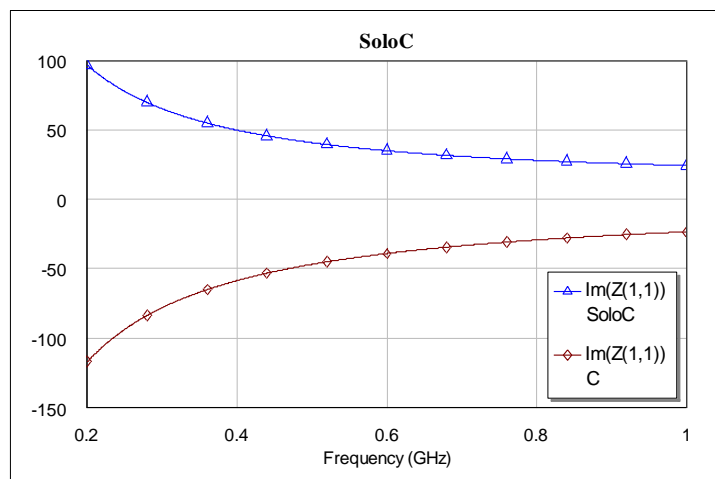


Figura 161: Resultado de inversión con NIC con transistor BFP193

Donde vemos que se produce la inversión esperada en todo el rango de frecuencias de interés.

Con el objetivo puesto en la fabricación, hemos de construir la red de polarización de este transistor. Para ello, nos fijamos en su punto de trabajo, que es:

$$V_{CE} = 2V, \quad I_C = 8mA$$

En las hojas de características, podemos ver que V_{BE} es 0.7V.

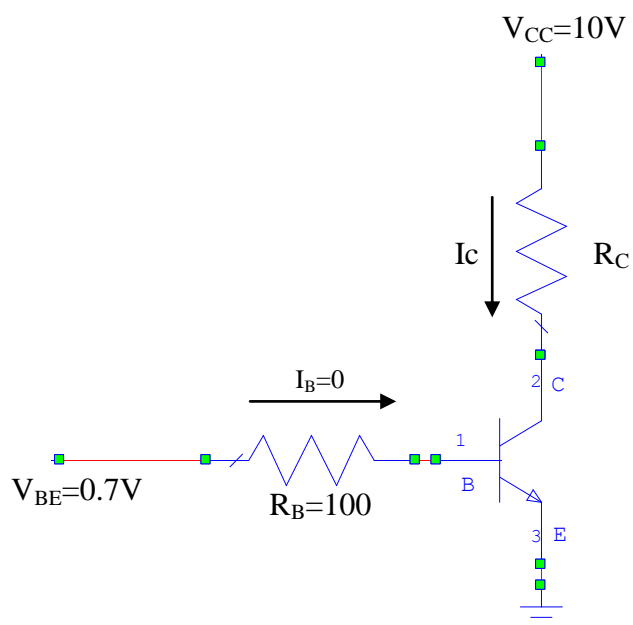


Figura 162: Polarización para transistor BFP193

$$V_{CC} = 10V \Rightarrow R_C = \frac{10V - 2V}{8mA} = 1K\Omega \quad (36)$$

Los circuitos RF exteriores no deben verse afectados por la polarización del circuito en cuestión, por lo que hay que aislar las etapas de RF mediante condensadores de desacoplo (1).

Para evitar que la señal RF se introduzca en el circuito DC, se colocan líneas de alta impedancia de longitud $\lambda/4$ (2).

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 555 \cdot 10^6 \sqrt{2.71}} = 82.1mm \quad (37)$$

Por último, para que el circuito RF no se vea afectado por el circuito DC, las líneas de $\lambda/4$ se acaban en un condensador a masa (3), que reduce el efecto de las descargas transitorias y garantiza un corto en RF. Un valor típico es:

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} \approx -5j \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi \cdot 555 \cdot 10^6 \cdot 5} \\ C = 57.35pF \quad (38)$$

El substrato que se ha utilizado es 25N, que tiene una permitividad relativa de 3.38, por lo que la permitividad efectiva se puede obtener a partir de la siguiente fórmula:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12H/W}} \quad (39)$$

Si utilizamos la herramienta *Txline* de Microwave Office, obtenemos:

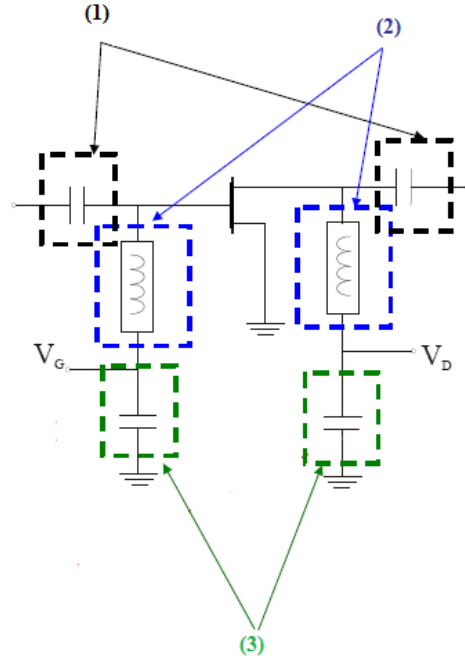


Figura 163: Red de polarización para transistor BFP193

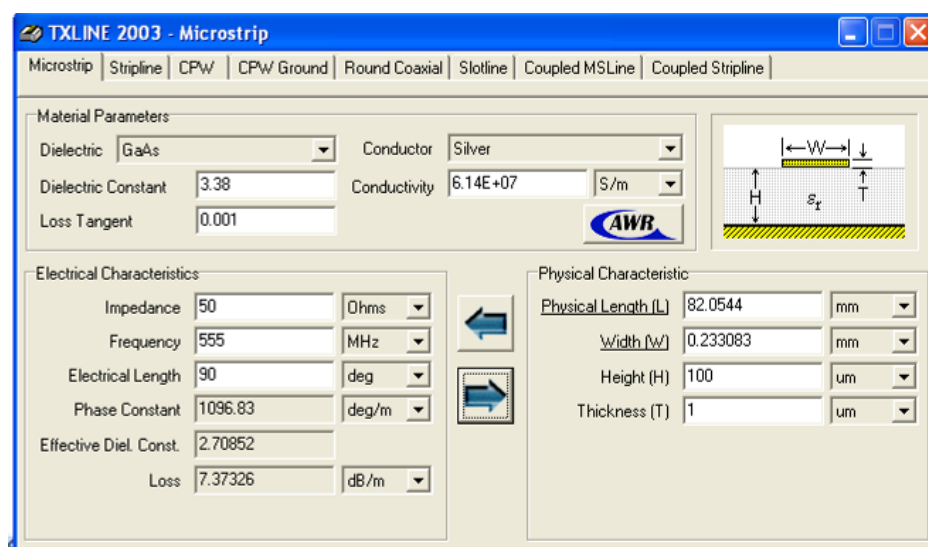


Figura 164: Resultado de herramienta TxLine para línea de 50Ω

Donde no sólo podemos ver el valor de H y W, sino que también nos da el valor de la permitividad efectiva, que es el mismo que si aplicamos la fórmula anteriormente indicada.

Por tanto, con todos estos valores, el circuito implementado para cada transistor es:

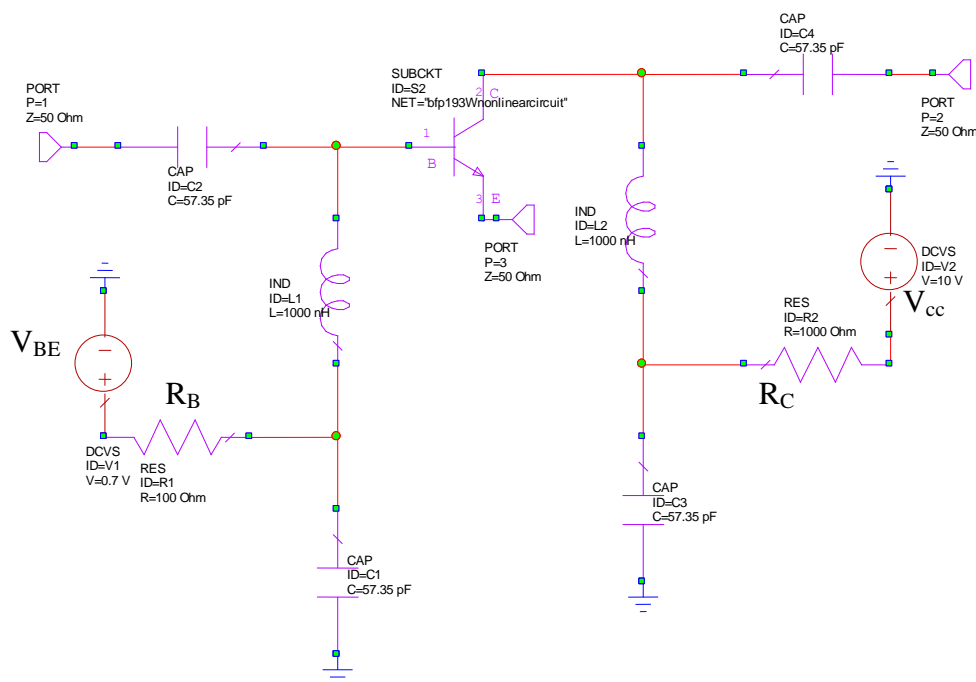


Figura 165: Circuito de polarización completo (sin líneas) para transistor BFP193

Las bobinas son equivalentes a líneas de $\lambda/4$. Sin embargo, como $\lambda/4$ es 82.1mm, se ha considerado colocar directamente bobinas de alta impedancia que las sustituyan de forma que no se agrande demasiado el circuito. El valor para estas bobinas ha sido de 1μH.

Como ya se ha comentado, el sustrato que se va a utilizar es 25N. Podemos ver sus características en la figura 98.

Los resultados con la red de polarización de la figura 165 son los siguientes:

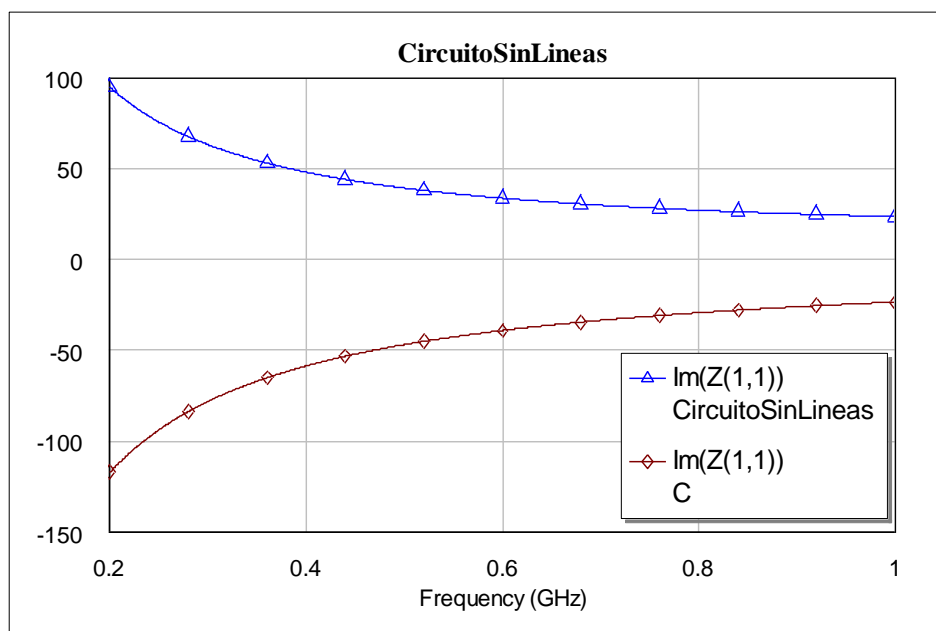


Figura 166: Resultados de inversión con red de polarización sin líneas

Al circuito de la figura 165 hay que añadirle las líneas necesarias para llevar a cabo su fabricación. De este modo, el circuito para cada transistor del NIC queda como se puede ver en la figura 167.

Hemos de tener en cuenta que los valores de los componentes deben estar normalizados, por lo que el cambio que se produce es:

$$C=57.35\text{pF} \Longrightarrow C=68\text{pF}$$

El resto de valores ($L=1\mu\text{H}$, $R=100\Omega$ y $R=1\text{K}\Omega$) ya están normalizados.

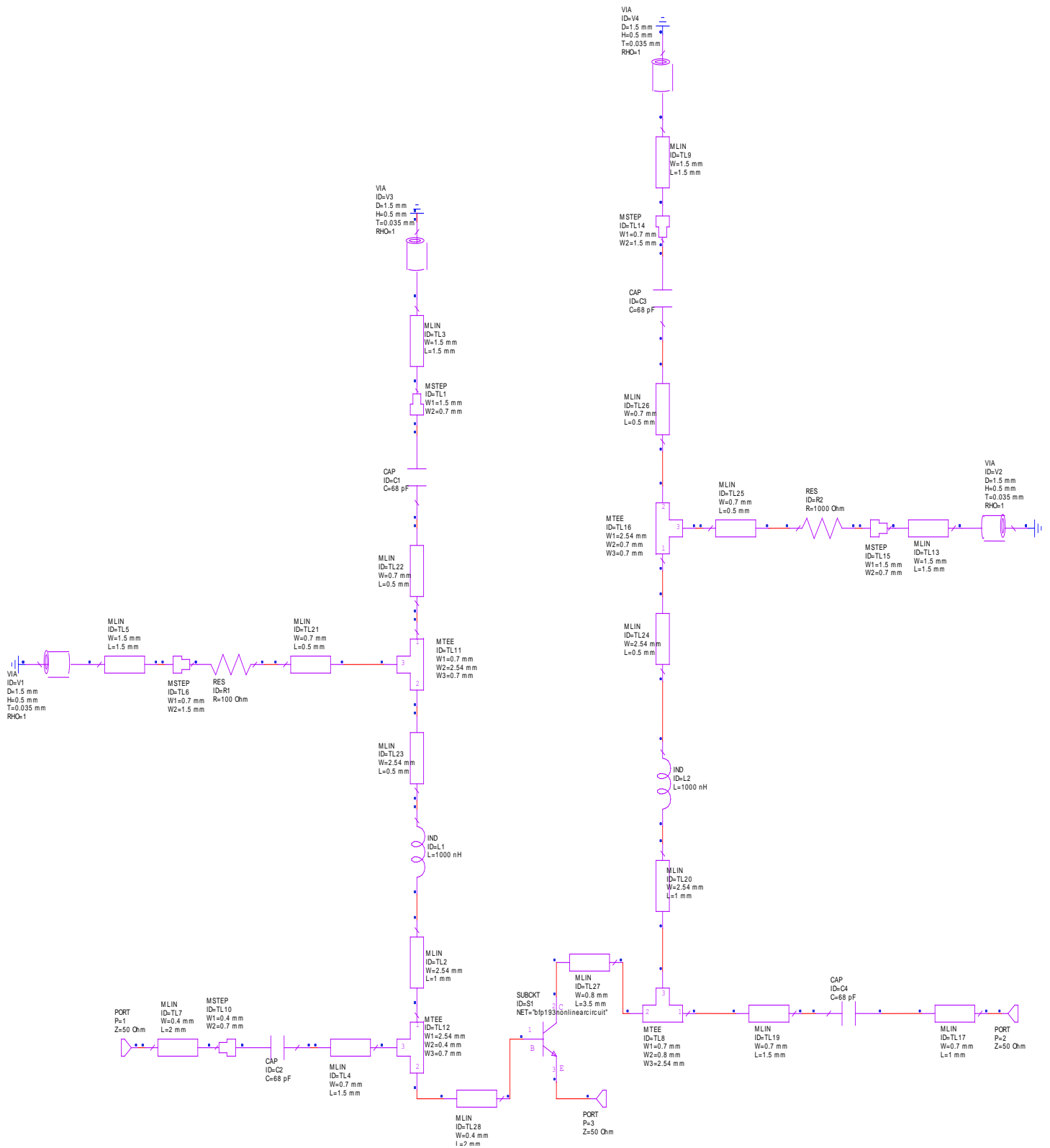


Figura 167: Red de polarización con líneas para cada transistor del NIC

En este caso, los resultados son:

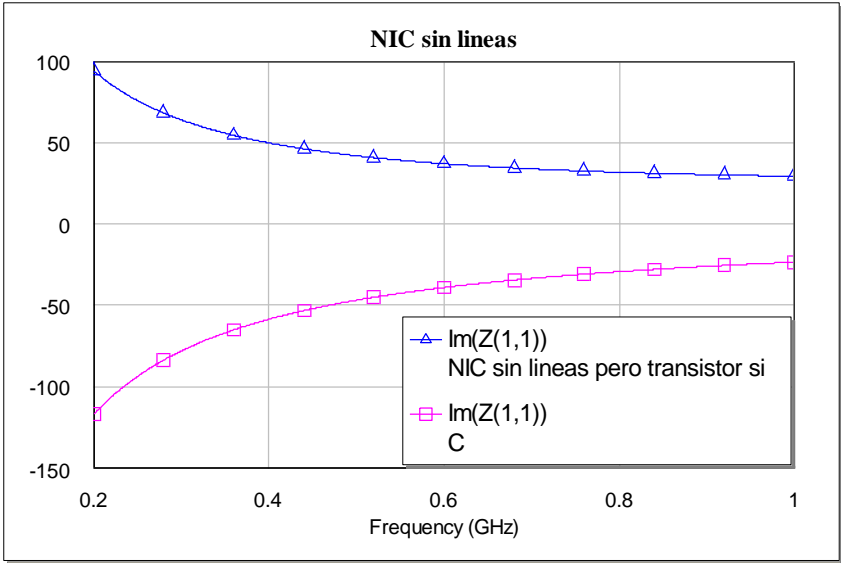


Figura 168: Resultados inversión con red de polarización de cada transistor con líneas

Ahora realizamos el modelado del transistor para el layout del circuito a partir de la hoja de catálogo del transistor BFP193. Si lo desarrollamos en el programa de Microwave Office tenemos:

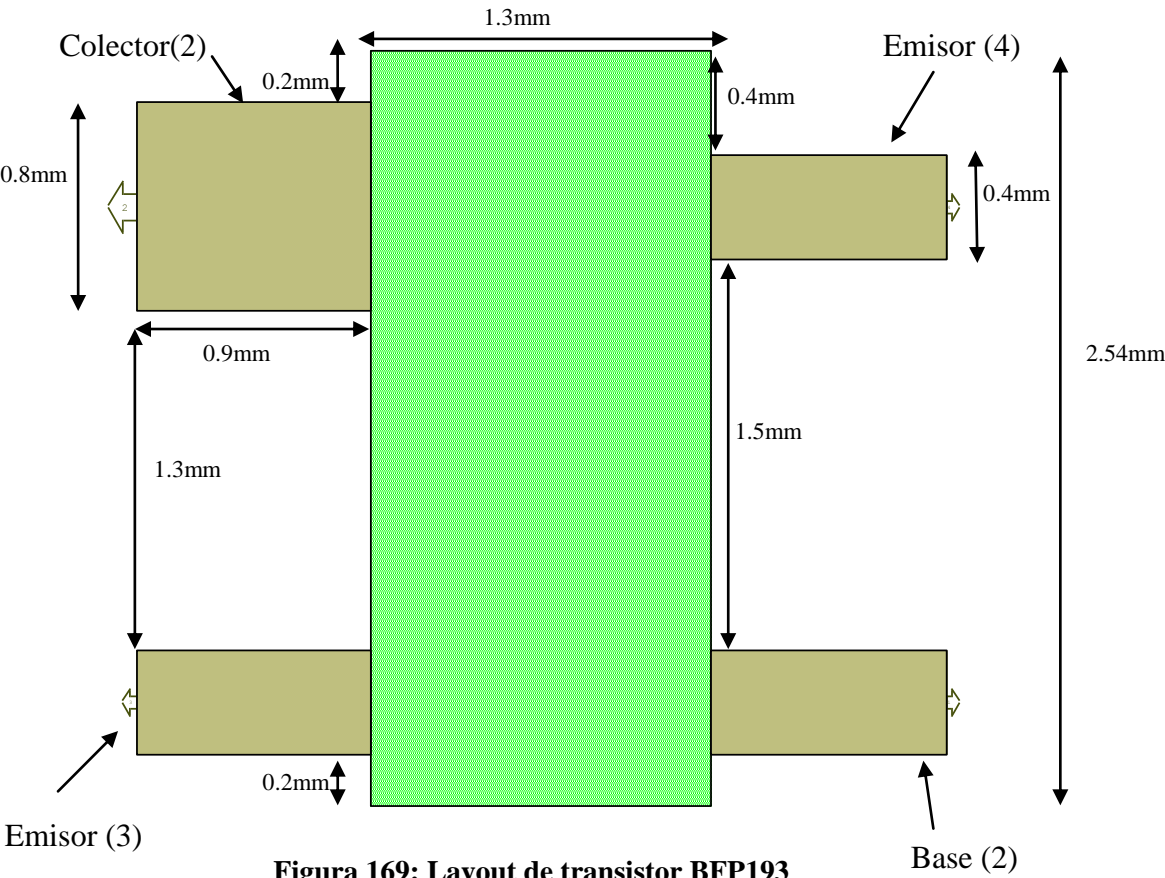


Figura 169: Layout de transistor BFP193

Como modelo de resistencia se ha elegido la 0402 ya que es la que disipa menos potencia y la que tiene dimensiones más reducidas. Para el condensador también se ha elegido el modelo 0402, por lo que el layout es igual para ambos elementos:

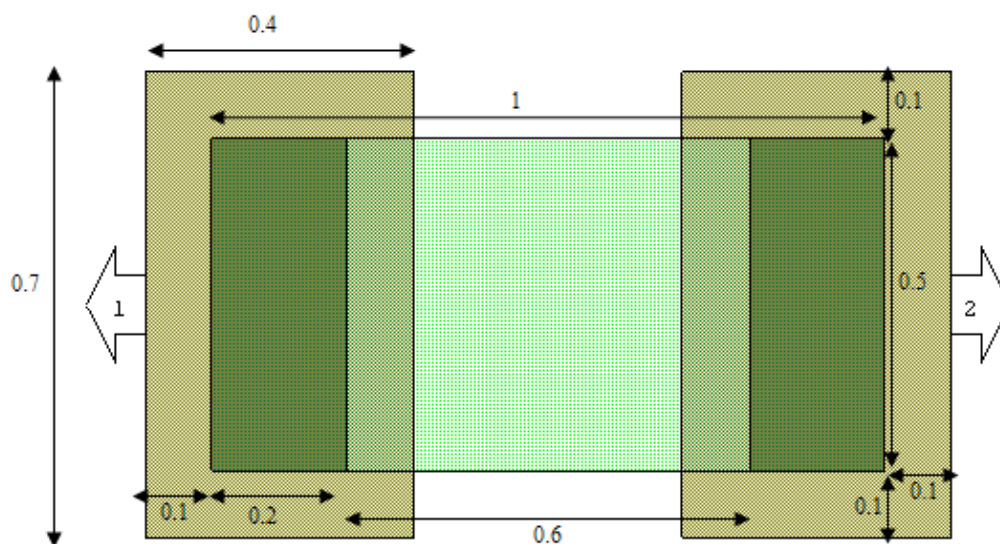


Figura 170: Layout de resistencia y condensador 0402

Para la bobina el modelo es el 1008:

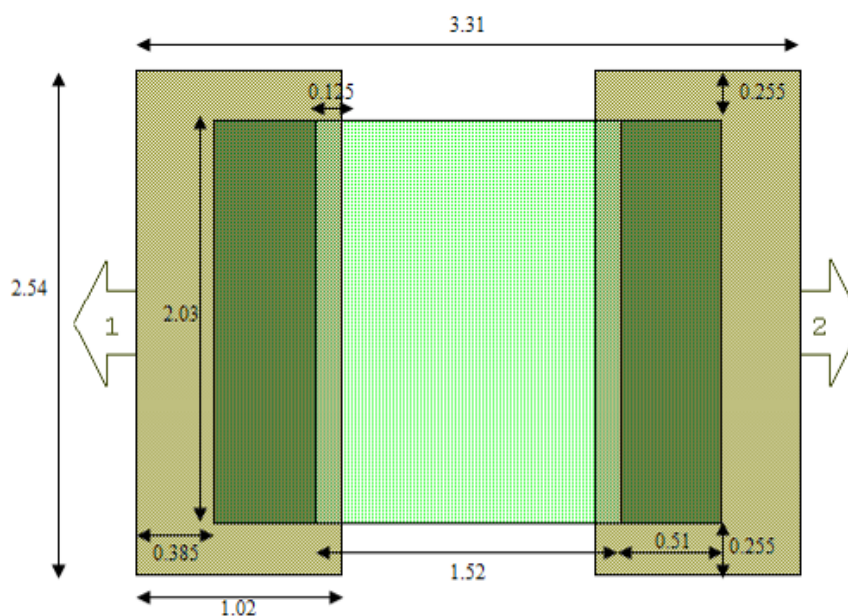


Figura 171. Layout para bobina 1206

Por tanto, el layout para cada transistor es el siguiente:

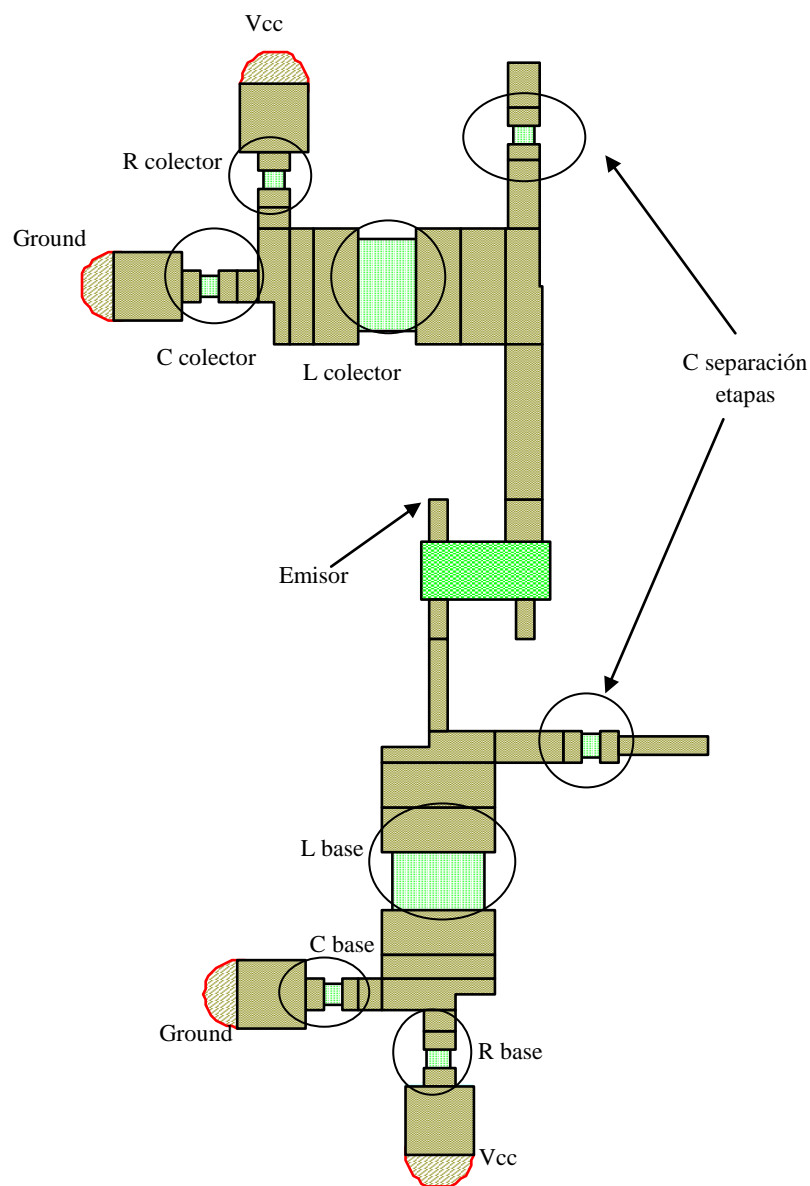


Figura 172: Layout para cada transistor

Por último, hay que añadir las líneas para las conexiones al NIC. Debemos recordar que el NIC está constituido por dos transistores como los anteriormente explicados tal y como mostraba la figura 100.

Como ya se ha comentado, se va a invertir un condensador de valor 6.96pF (6.8pF normalizado) que se ha de colocar entre las patas 3 y 4.

Con este condensador y con las líneas y vías necesarias para la conexión, el NIC que da de la siguiente forma:

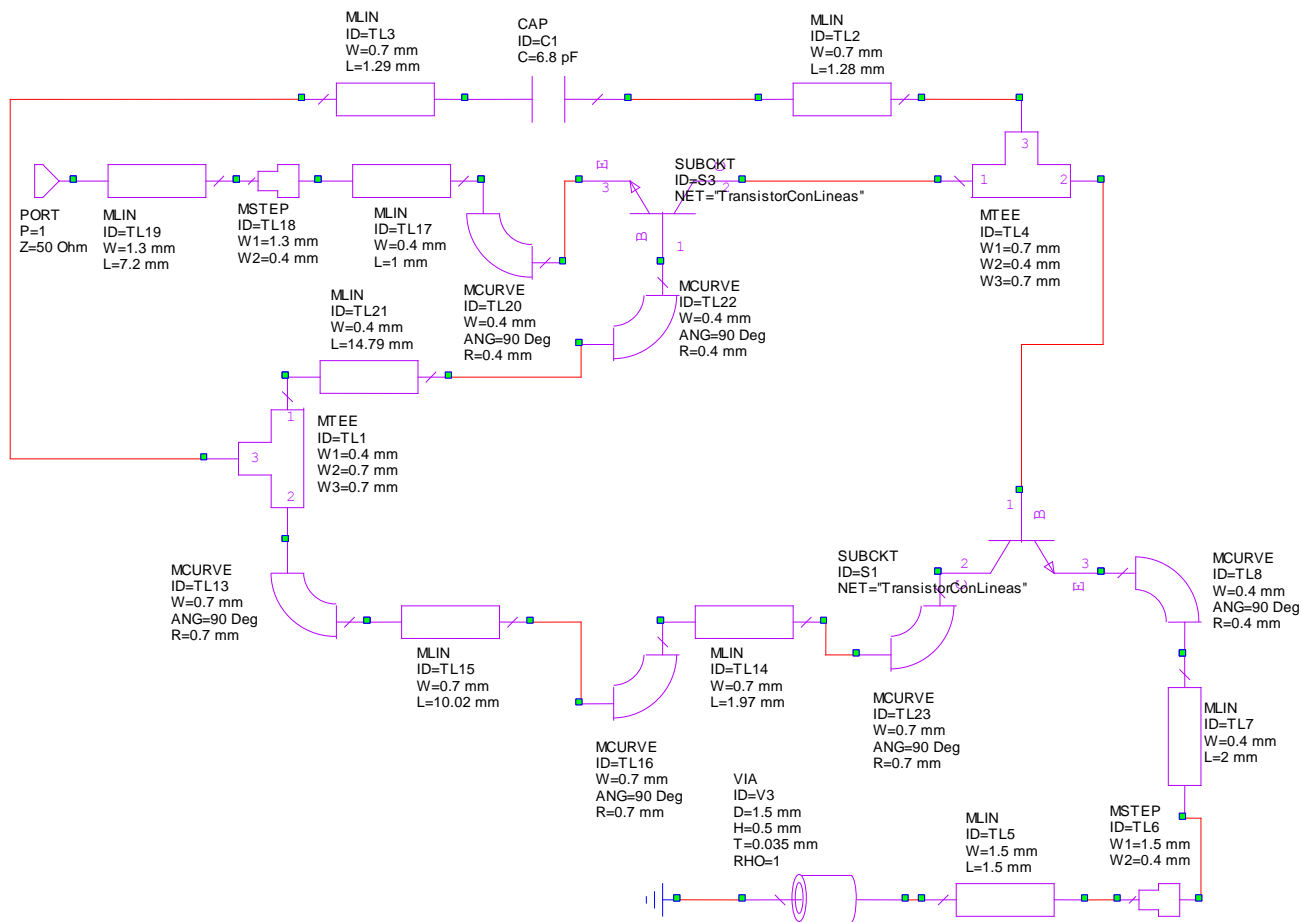


Figura 173: NIC con líneas para conexión y condensador a invertir

El layout para este circuito es el siguiente:

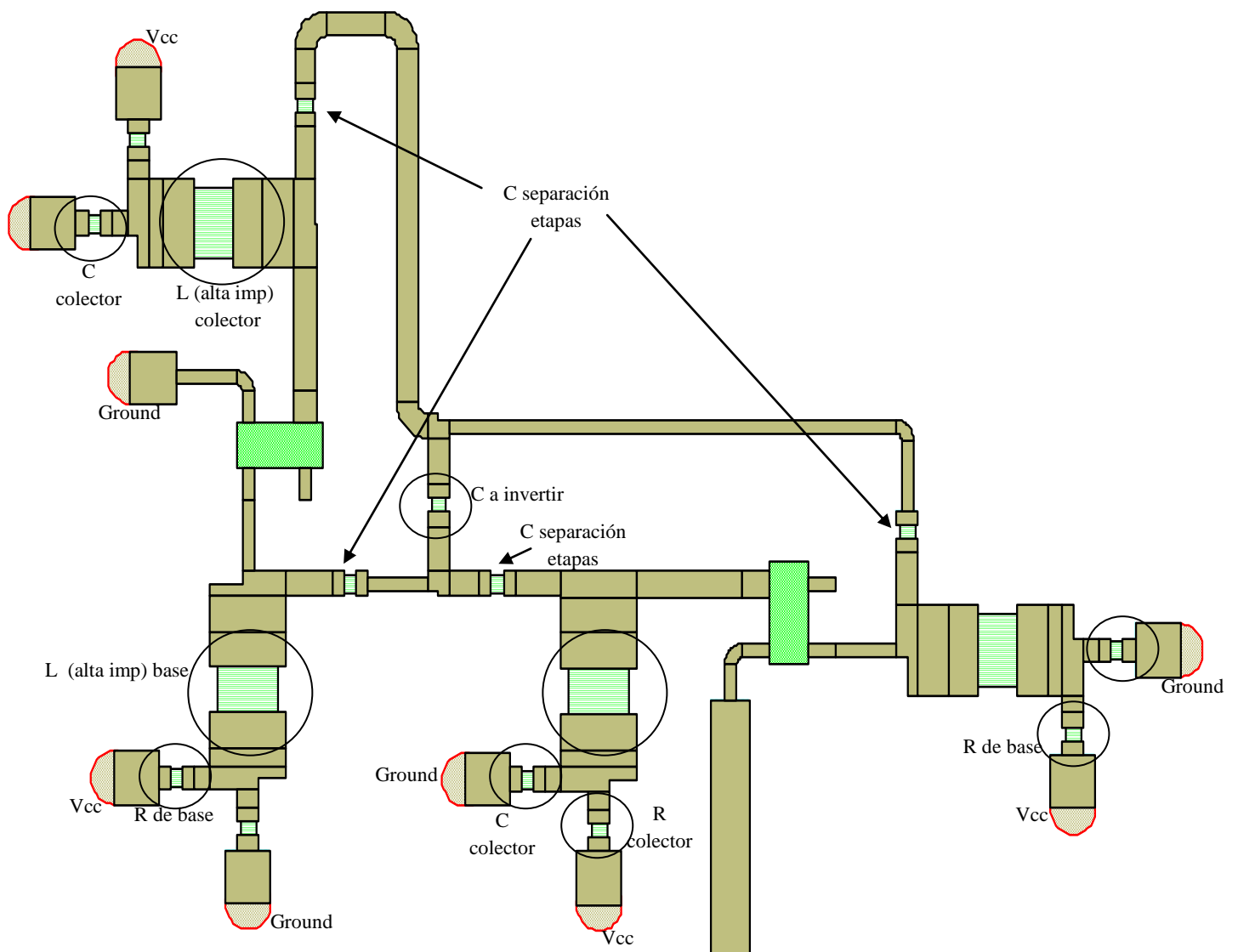


Figura 174: Layout del NIC completo



Los resultados de inversión del condensador que se obtiene en este caso son:

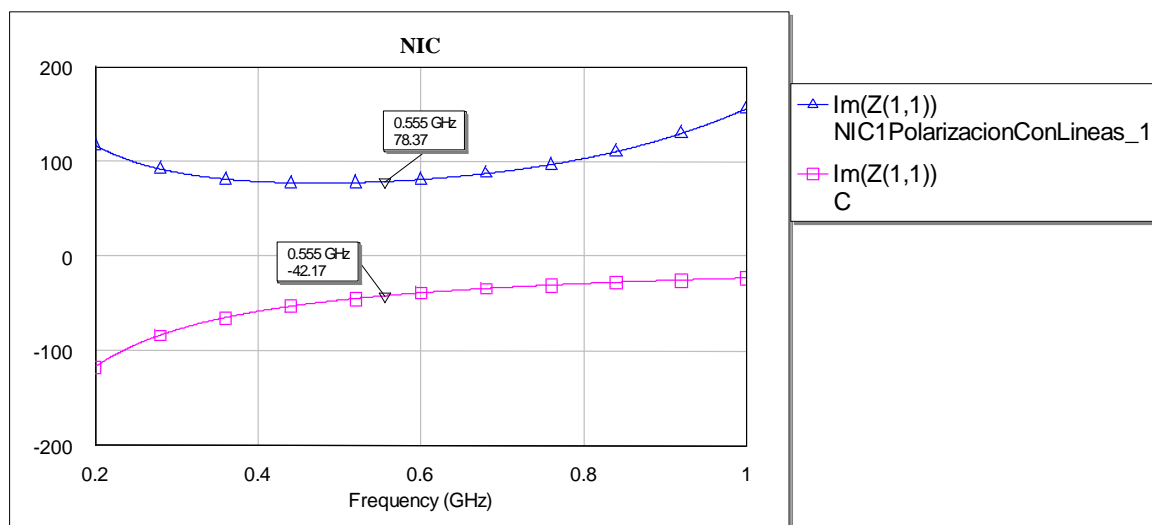


Figura 176: Resultados de inversión con NIC completo

Podemos ver que presenta resultados coherentes hasta una frecuencia cercana a los 650MHz, por lo que funciona dentro de nuestro rango de frecuencias de interés.

El prototipo que se ha fabricado es el siguiente:

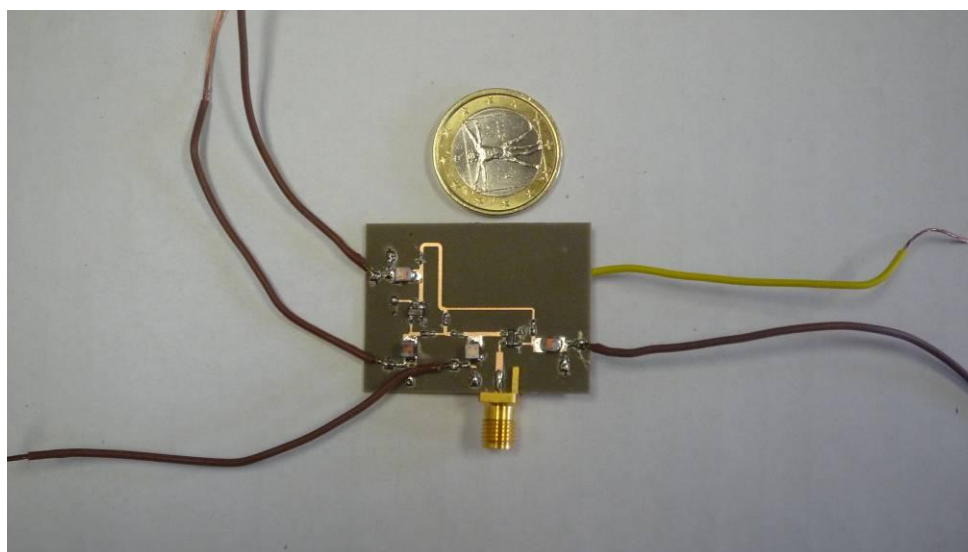


Figura 177: Imagen del NIC fabricado

3.4 Conclusiones

Una vez estudiadas las redes de Non-Foster así como varios modelos de NICs, pasamos a concluir este capítulo con las reflexiones más importantes que podemos obtener de él:

- Las redes de Non-Foster son necesarias para superar la teoría ganancia-ancho de banda. Sin ellas, las antenas eléctricamente pequeñas son difíciles de adaptar de forma que se repercute en una baja ganancia o un ancho de banda estrecho.
- Las redes de Non-Foster llevan a que la curva reactancia versus frecuencia sea negativa por lo que es necesaria la introducción de elementos negativos, cuya realización se lleva a cabo con NICs.
- En este capítulo, se ha realizado un estudio en profundidad de trece NICs realizados de forma ideal, así como con transistores con modelado lineal y no lineal. De este estudio, se ha obtenido la elección de un NIC que funciona bien en los tres casos y que sirve para nuestros propósitos.
- Con el NIC elegido, se ha realizado un estudio de sus características de inversión para distintos valores de condensadores, bobinas y resistencias. En concreto, para el condensador presenta los mejores resultados y será el elemento con el comprobemos su funcionamiento.
- Es importante recalcar que hasta ahora no se habían realizado NICs en las frecuencias de microondas. En este trabajo, se ha estudiado su comportamiento en dichas frecuencias.
- Ya se había aplicado el NIC a un monopolo en anteriores artículos, pero no a una antena *inspirada en metamateriales*. En [34], Ziolkowski propone usar un NIC con la antena Z pero para adecuar la variación de frecuencias con la variación del inductor, tal y como se explicará en el capítulo 4.
- Cabe destacar que la aplicación de los NIC a las antenas que aquí se estudian tienen dos interpretaciones. Se puede considerar que el NIC puede sustituir a la línea de meandro o a la estructura Z de forma que las características de la antena correspondiente mejoren de la misma manera que lo hacen con estos elementos o bien, se puede considerar el NIC con un elemento a añadir que mejore aún más las características que se obtienen con las *antenas inspiradas en metamateriales*. Este último caso, es el que vamos a estudiar en el capítulo 4.

Capítulo 4

Antenas eléctricamente pequeñas con redes de Non-Foster

4.1 Estado del arte

En este capítulo el concepto más importante a tener en cuenta es que debemos ser capaces de representar la antena eléctricamente pequeña para poder así añadirle el NIC correspondiente y conseguir una buena adaptación.

Para ello, vamos a analizar tres artículos que han hecho aproximaciones en este sentido.

Artículo [1]

Este artículo se centra en la adaptación en el transmisor. Para la adaptación en el receptor, ya en [25], Sussman-Fort demostró que la relación señal a ruido de un monopolo se podía mejorar de forma drástica usando un condensador en serie negativo. Ese condensador cancelaba la reactancia del monopolo consiguiéndose una mejora de la SNR de hasta 9dB a 30MHz, si se comparaba con una antena con pérdidas de tamaño doble. Cabe destacar que la frecuencia de funcionamiento está en la banda de VHF lo que limita su aplicación a los sistemas de comunicaciones actuales.

Podemos ver el escenario en la siguiente imagen:

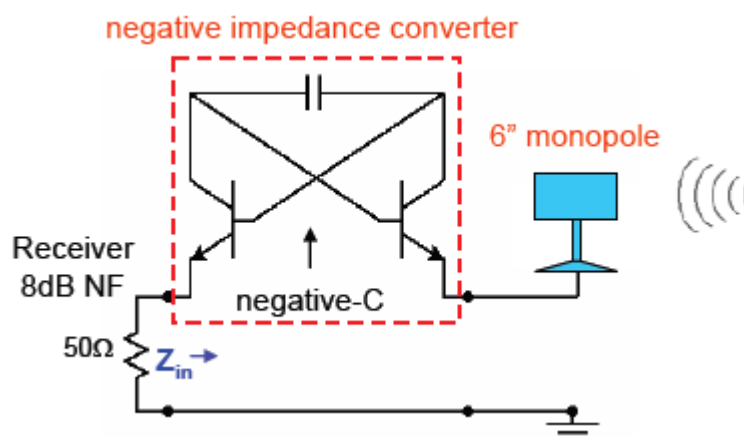


Figura 178: Convertidor de impedancia negativa aplicado a monopolo [33]

Los resultados fueron bastante buenos:

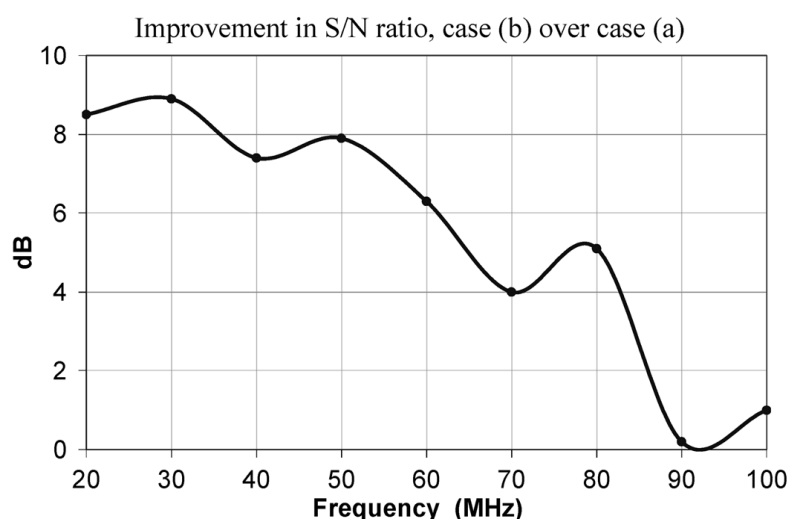


Figura 179: Comparación entre antena con Non-Foster y antena con pérdidas [1]

En este experimento se llegó a dos conclusiones importantes. Por un lado, la mejora de la SNR sólo se consigue si el ruido del receptor domina sobre el ruido externo. Una vez que el ruido externo es comparable con el ruido del receptor, la SNR se mantiene constante. Por otro lado, hay que tener en cuenta que las diferencias que se obtuvieron entre la simulación (mejora de 26dB) con respecto a la realidad (9dB) es debido a que en la simulación se supone que la cancelación del condensador es total, mientras que en la realidad permanecen algunos residuos positivos que pueden hacer que el circuito se convierta en más inestable. También se ha de tener en cuenta, que el propio NIC genera ruido, lo que hace que la SNR disminuya.

Otro experimento que se llevó a cabo en [25] y que es presentado por [1], es utilizando un dipolo. En este caso, usaron condensadores negativos flotantes para cancelar gran parte de la reactancia del dipolo eléctricamente pequeño. De este modo, compararon la SNR del dipolo adaptado con Non-Foster con la SNR de una antena hilo con pérdidas tal y como se puede ver en la siguiente imagen:

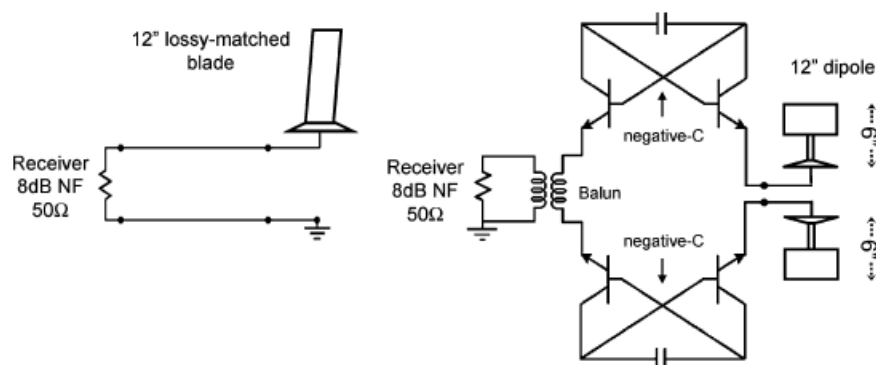


Figura 180: Antena hilo con pérdidas y dipolo eléctricamente pequeño adaptado con redes de Non-Foster [1]

En la siguiente figura podemos ver la mejora que se produce en el dipolo adaptado con Non-Foster con respecto a la antena con pérdidas. Se observa una mejora de la SNR de 10dB o más desde 33MHz a 63MHz.

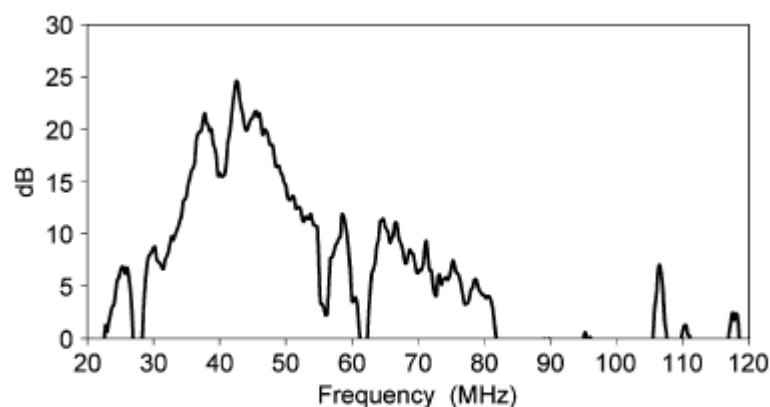


Figura 181: Mejora de la SNR del dipolo adaptado con redes de Non-Foster con respecto a antena con pérdidas [1]

Como habíamos comentado, en [1], Sussman-Fort aplica las redes de Non-Foster para la antena transmisora. En comparación con las redes pasivas, las redes de Non-Foster permiten tener una ganancia de transmisión (s_{21}) superior, así como usar un transmisor de menor potencia para obtener la misma potencia RF radiada. Incluso con los requerimientos de alimentación de los NICs, las redes de Non-Foster pueden conseguir un aumento significativo de la eficiencia de potencia.

El desafío que se propone en [1] es conseguir mejorar el s_{21} a la vez que se incrementa la eficiencia de potencia para una potencia específica que se entrega a la antena sobre un ancho de banda determinado. También se indica que es importante el hecho de que se ha de tratar con niveles de potencia de radiación (100mW) que darán lugar a grandes voltajes y corrientes de RF en los terminales de la antena.

Un esquema simplificado de un monopolo eléctricamente pequeño se muestra en la siguiente figura (para mayor comodidad del lector se muestra de nuevo aunque ya fue mostrada en la figura 88):

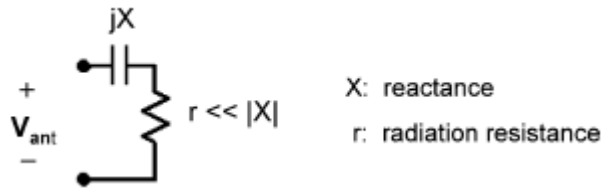


Figura 182: Esquema simplificado de monopolo eléctricamente pequeño [1]

El voltaje aplicado a la antena se divide entre la capacidad C ($X = -1/\omega C$) y la resistencia de radiación r . Con $r \ll |X|$, como ocurre para las antenas eléctricamente pequeñas, sólo una pequeña fracción del voltaje aplicado alcanza la resistencia de radiación, por lo que un gran voltaje puede existir en los terminales de la antena para una potencia entregada significativa.

La estrategia, que se siguió en [1], para manejar este gran voltaje fue incorporar una red de adaptación LC negativa como se muestra en la siguiente figura:

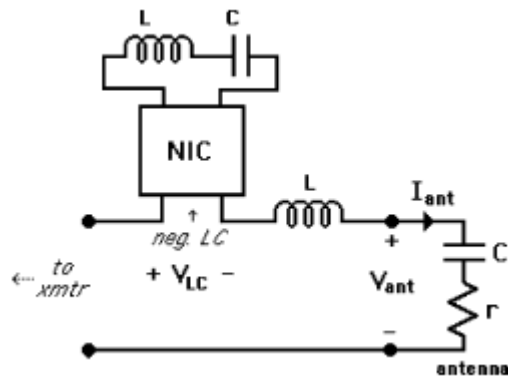


Figura 183: Adaptación negativa LC [1]

De esta forma se cancela la C de la antena con el inductor pasivo L , para después cancelar ambos con el circuito LC negativo. Como cada L es seleccionado para resonar con su correspondiente C en la mitad de la banda de la frecuencia elegida, el voltaje V_{LC} a la entrada del NIC, y consecuentemente el voltaje en los transistores de los NICs, se mantiene en un nivel razonable. Para demostrar esto, llevaron a cabo un ejemplo con una antena de $Q=250$ a 20MHz. Los resultados fueron satisfactorios:

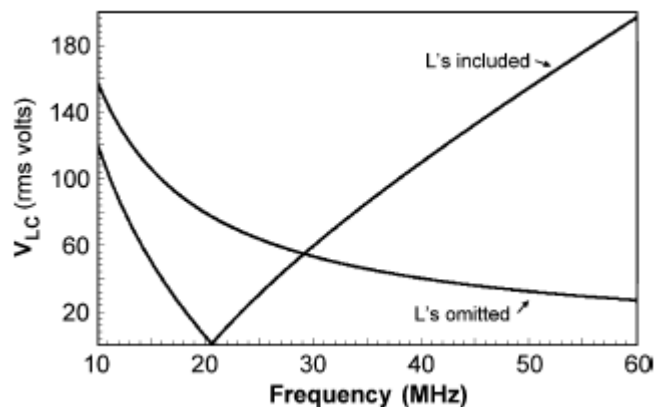


Figura 184: V_{LC} a la entrada del NIC con 100mW entregados a r [1]

Se demuestra también en este artículo que la eficiencia de la red activa mejora con respecto a la pasiva, tal y como se explicó también en el capítulo anterior. Para ello el NIC que se utiliza es el siguiente:

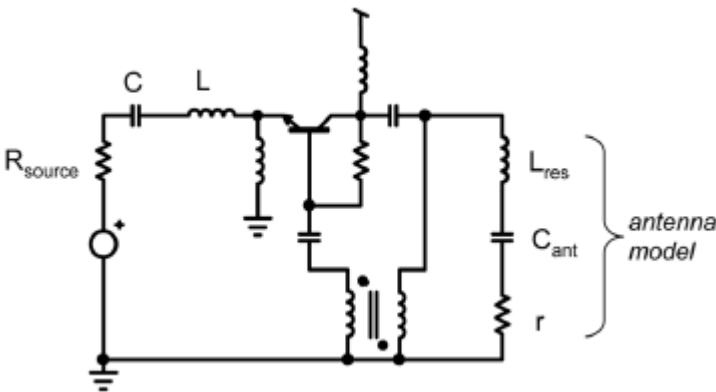


Figura 185: Adaptación con redes de Non-Foster [1]

Podemos ver que no invierte sólo C_{ant} y L_{res} sino también la resistencia de radiación r , aunque ésta es absorbida por la resistencia de la fuente R_{source} , que es mucho mayor, y no afecta a la operación del circuito, que consiste en cancelar los negados C_{ant} y L_{res} con C y L , respectivamente.

Los resultados fueron los siguientes:

Circuit	BW	$P_{ant-avg}$	η
Power BJT	21 – 22.2 MHz	1.3 W	21.1%
Passive circuit	21 – 22.2 MHz	1.3 W	9.46%

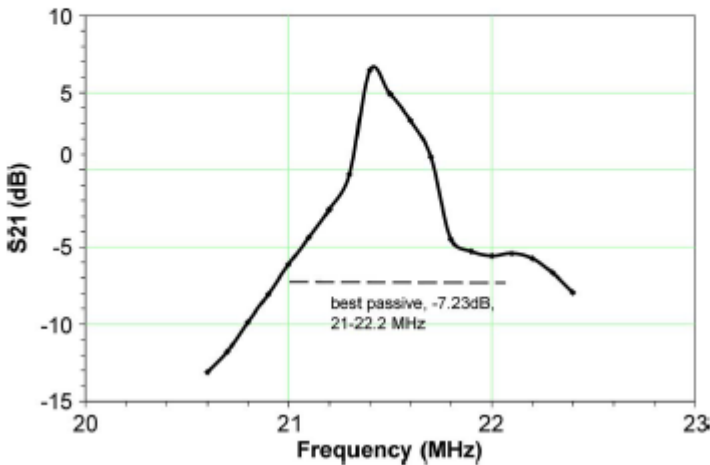


Figura 186: Comparación en eficiencia y en ganancia de transmisión para red de Non-Foster y red pasiva.

Podemos ver que se ha conseguido una mejora de la eficiencia de 2.2 (21.1/9.46), así como una mejora significativa de la ganancia de transmisión.

Artículo [35]

En este caso, se vuelve a demostrar que la antena con red de adaptación de Non-Foster supone una mejora en la ganancia en comparación con la antena sin red de adaptación.

Se plantea aquí el mismo problema visto hasta ahora: una antena eléctricamente pequeña tiene un alto factor de radiación debido a que la mayoría de la potencia de entrada se almacena en la región de campo cercano reactiva y muy poca es radiada en la región de campo lejano, es decir, es altamente reactiva. Por lo tanto, se ha de incrementar la resistencia de radiación y/o reducir la reactancia de la antena para decrementar el factor de calidad de radiación en el rango de frecuencias de interés. Algunas de las soluciones que se proponen, pero que se descartan posteriormente son:

- Modificar la antena, incluyendo el tamaño del plano de masa para reducir la energía almacenada en el campo cercano de la antena e incrementar la resistencia de radiación. Sin embargo, sabemos que existe el límite de Chu que dificulta esta opción.
- Añadir una red de adaptación de impedancias para modificar la impedancia de entrada e incrementar la transferencia de potencia de la fuente a la antena. En este caso, sabemos que las redes pasivas están limitadas por el teorema de ganancia-ancho de banda.
- Un mejor desarrollo se puede encontrar si aumentamos el orden de las redes de adaptación. Sin embargo, un gran número puede dar lugar a un tamaño demasiado grande.
- Otra forma de incrementar el ancho de banda es añadir pérdidas a la antena y/o a las redes de adaptación pasivas. Sin embargo, como sabemos, en este caso se verá perjudicada la eficiencia.

Por todo ello, se propone la solución de las redes de Non-Foster para solucionar este problema.

En este caso, la antena que se va a considerar es un monopolo como el que se ve en la siguiente figura:

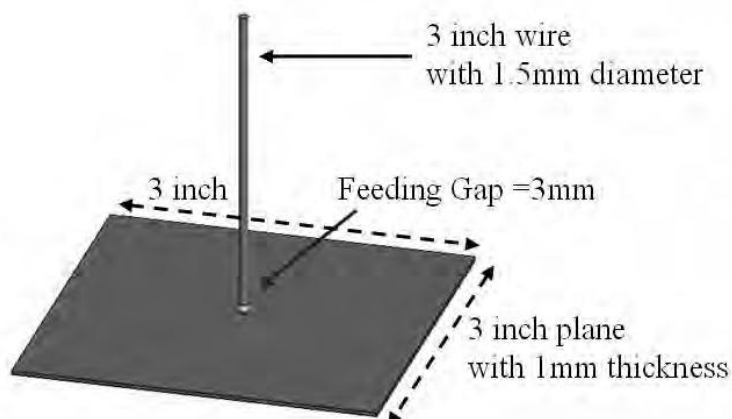


Figura 187: Monopolo del artículo [35]

Para diseñar la mejor red de Non-Foster, es importante obtener un modelo equivalente para la reactancia de la impedancia de entrada de la antena sobre el rango de frecuencias de interés. En la siguiente figura se muestran los resultados que obtuvieron en [35] para S_{11} entre 1MHz y 1GHz:

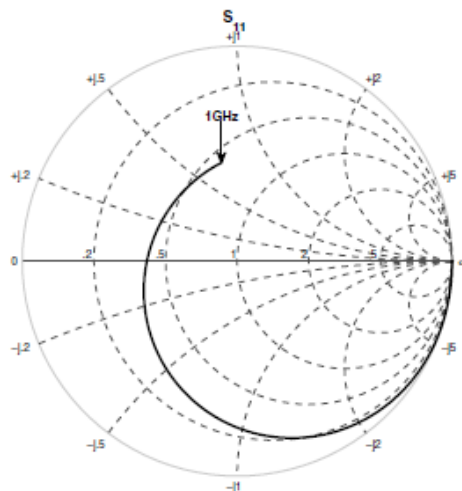


Figura 188: S_{11} de la antena del artículo [35]

Se puede comprobar que, efectivamente, la impedancia de entrada empieza con valores altamente reactivos (capacitivos) y con baja resistencia. Según la frecuencia crece, la resistencia se incrementa y la reactancia decrece debido a que la antena deja de ser eléctricamente pequeña. Basándose en la definición de que una antena es eléctricamente pequeña si ka es 0.5, esta antena es considerada eléctricamente pequeña siempre que la frecuencia sea menor que 313MHz.

Para este caso, se utiliza un único condensador para cancelar o reducir la inductancia de la antena. En la siguiente figura se muestra una red de adaptación de Non-Foster con un condensador en serie con el monopolo:

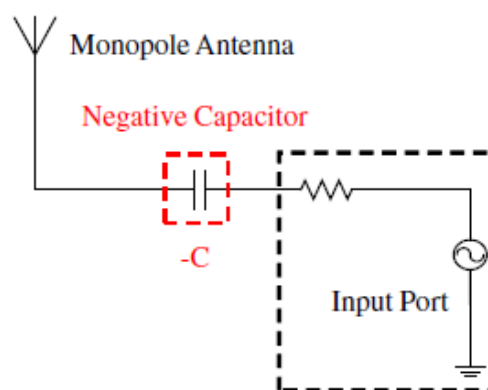


Figura 189: Antena monopolo conectada en serie con un condensador negativo [35]

Vamos a mostrar ahora alguno de los resultados que se obtuvieron en [35]. En la siguiente imagen se ve una comparación entre la red de Non-Foster y el circuito sin red

de adaptación. Se puede apreciar que la reactancia es mucho menor en el primer caso sobre todo a bajas frecuencias.

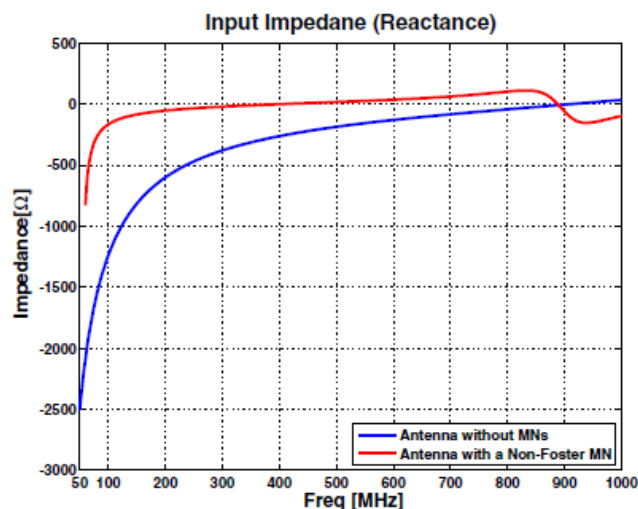


Figura 190: Reactancia antenna con red de Non-Foster y sin red de adaptación [35]

En la siguiente imagen se puede apreciar como la ganancia de transducción es hasta 16.23dB mayor para el caso de la antenna con el condensador negado, entre las frecuencias de 50MHz y 644MHz. A partir de esta última frecuencia, la ganancia de transducción de la antenna sin red de adaptación es mejor, ya que como el tamaño eléctrico de la antenna es mayor, el condensador negado hace que la reactancia crezca en lugar de reducirla.

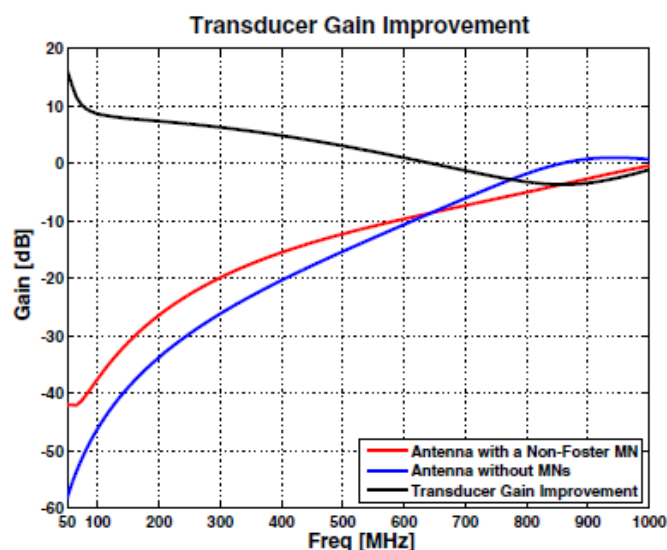


Figura 191: Ganancia de transducción para antenna con red de Non-Foster y para antenna sin red de adaptación [35]

En [35], también fabricaron y midieron esta antenna con red de Non-Foster consiguiendo unos resultados muy similares a los de simulación, es decir, se produce una mejora de la ganancia de transducción y por tanto, de la ganancia de la antenna.

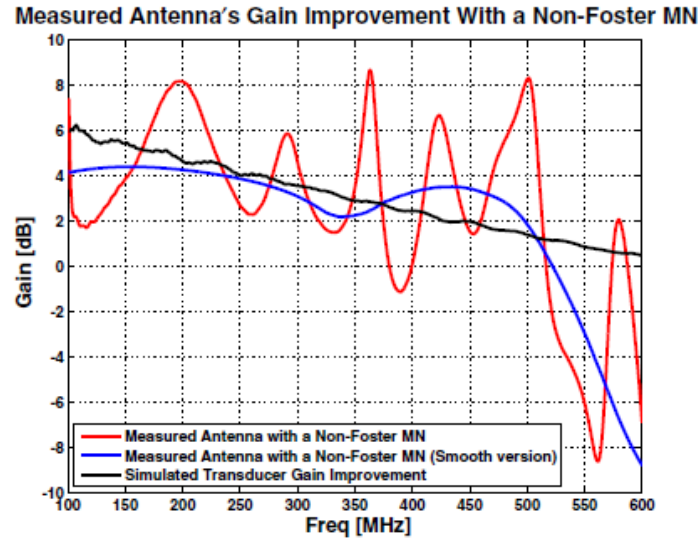


Figura 192: Resultados de medida de la antenna con red de Non-Foster [35]

Artículo [34]

Por último, vamos a analizar el artículo [34]. En él, volvemos a las antenas inspiradas en metamateriales, en concreto a la antena Z, para aplicar en ella una red de adaptación de Non-Foster. En este artículo se demuestra la posibilidad de usar un elemento activo interno para adaptar este tipo de antenas y así conseguir anchos de banda mayores. En concreto, en la antena Z se tiene un elemento inductivo, cuyo valor está linealmente relacionado con la frecuencia.

Si recordamos, uno de los parámetros principales de la antena es el límite de Chu del factor de calidad que viene dado por:

$$Q_{Chu} = \eta_{rad} \left(\frac{1}{ka^3} + \frac{1}{ka} \right) \quad (40)$$

Siendo η_{rad} la eficiencia de radiación de la antena. De este modo, la figura de mérito asociada con el ancho de banda de la antena es:

$$Q_{ratio} = \frac{Q}{Q_{Chu}} \quad (41)$$

Donde $Q=2/FBW$.

Para sobrepasar este límite de Chu, es decir, para conseguir anchos de banda mayores, son necesarias las redes de adaptación de Non-Foster. Normalmente, estas redes se encuentran entre la fuente y la antena, es decir, es un elemento de adaptación externo. En [34], introducen el concepto de red de adaptación interna como parte interna del elemento de radiación, como ya se ha comentado.

Las antenas eléctricamente pequeñas inspiradas en metamateriales se encuentran cerca de la adaptación completa a la fuente y tienen una alta eficiencia. Esas propiedades se conseguían con un elemento parásito que reemplazaba la necesidad de una red de adaptación externa. Como ya se vió, la antena Z resuena a diferentes frecuencias según el

valor del elemento inductor, pero sin cambiar nada más en dicha antena. En [34], proponen, por tanto, que si queremos que dicha antena tenga un ancho de banda de $f_1 \leq f \leq f_2$, debemos conseguir que cambie el valor del elemento inductor para que dé lugar a esa misma banda de frecuencias.

En este artículo se explica que, aunque la eficiencia de la antena Z sea alta y presente un alto valor de Q cercano al límite de Chu, el ancho de banda seguirá siendo muy pequeño (0.02%). Como sabemos, una forma de solucionar esto es realizar la antena con materiales con pérdidas, de forma que el ancho de banda se incrementa pero la eficiencia total baja, aunque el valor de Q se mantiene.

En [34], se establece una relación entre la frecuencia de resonancia y el valor del inductor que ya conocemos:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{eff} \cdot C_{eff}}} \quad (42)$$

donde L_{eff} y C_{eff} son, respectivamente, la inductancia y la capacitancia efectiva del sistema de la antena. La capacidad efectiva permanece casi constante mientras que la inductancia efectiva debe satisfacer la siguiente relación:

$$L_{eff} = \frac{a}{f_r^2} \quad (43)$$

Donde $a^{-1} = 4\pi^2 C_{eff}$ es constante.

Hay que indicar que la inductancia efectiva está compuesta por el elemento inductor, L , así como por todos los elementos radiantes, L_o . Sin embargo, la inductancia L es mucho mayor que L_o , lo que significa que $L_{eff} \sim L$. Por lo tanto, el valor de la frecuencia de resonancia puede cambiar simplemente modificando el valor del inductor. El único ajuste necesario sería en la altura del monopolo para conseguir la adaptación en todos los casos.

En [34], realizaron una antena con una ka mayor, ya que con una ka pequeña es difícil mejorar el ancho de banda incluso con redes activas. En concreto, las características de la antena bajo estudio fueron:

$$\begin{aligned} ka &= 0.266 \\ f_r &= 877.715 \text{ MHz} \\ Q_{ratio} &= 11.2 \\ FBW_{10dB} &= 0.1\% \\ \text{Inductor } L &= 100 \text{ nH} \end{aligned}$$

De este modo, dieron veinticuatro valores distintos al inductor alrededor del valor original. Los resultados de estas simulaciones realizadas en HFSS fueron los siguientes:

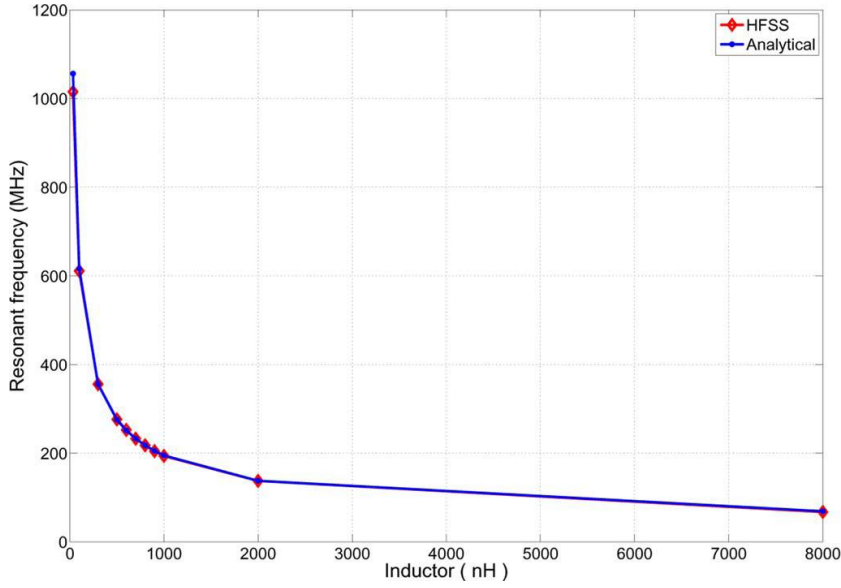


Figura 193: Resultados obtenidos cambiando valores de L en artículo [34]

De este modo, con mínimos cuadrados, establecieron la siguiente relación entre el valor del inductor y la frecuencia de resonancia:

$$L = \frac{a_1 \cdot 10^3}{f^2} + a_o \cdot 10^{-9} \quad (44)$$

Esta relación es equivalente a la anterior si $L_o = -a_o \times 10^{-9}$, con a_o negativo y $L_{\text{eff}} = L + L_o$.

Esta dependencia de la frecuencia y el valor del inductor, no puede ser generada por un elemento simple de un circuito. En concreto, se comprueba que esos valores tienen un comportamiento de reactancia de Non-Foster, es decir, la inductancia decrece de forma rápida cuando la frecuencia crece. En [34], indican que el circuito equivalente ha de ser realizado con elementos activos para dar los mismos valores de impedancia. La dependencia de la impedancia del inductor con la frecuencia se puede expresar como sigue:

$$\begin{aligned} Z_L &= j\omega L = j(2\pi f)L = j2\pi f \frac{a_1 \cdot 10^3}{f^2} + j2\pi f a_o \cdot 10^{-9} \\ &= \frac{1}{2\pi f \left(-\frac{1}{4\pi^2 a_1 \cdot 10^3} \right)} + j2\pi f a_o \cdot 10^{-9} \\ &= \frac{1}{j\omega C_{\text{equ}}} + j\omega L_{\text{equ}} \end{aligned} \quad (45)$$

Donde C_{equ} y L_{equ} son los valores de circuito equivalente que podemos observar en la siguiente imagen:

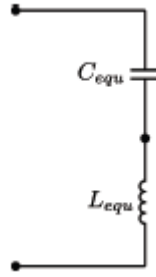


Figura 194: Circuito equivalente del elemento inductor de antena Z [34]

Los valores que se obtienen en [34] son $C_{equ} = -0.3122 \text{ pF}$ y $L_{equ} = -5.299 \text{ nH}$. Para obtener estos valores negativos, se han de utilizar NICs. En concreto, el mostrado en la siguiente figura, que da lugar a una relación $Z_{in} = -kZ_L$.

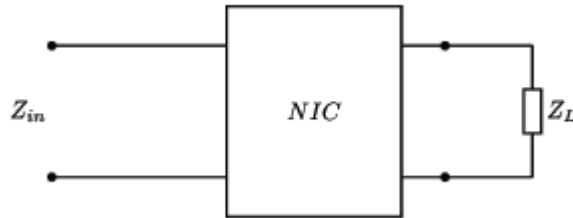


Figura 195: Circuito con NIC para el circuito equivalente de antena Z [34]

Un diseño típico para este NIC puede ser el siguiente:

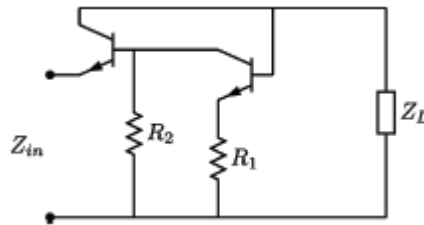


Figura 196: Circuito convertidor de impedancias flotante [34]

En este circuito, se cumple que:

$$Z_{in} = -\frac{R_2}{R_1} Z_L \quad (46)$$

En este artículo se explica que al igual que C_{eff} , la inductancia L_o siempre es la misma porque la estructura se mantiene siempre igual. Por ello, la derivada con respecto al valor del inductor de la relación $L_{eff} = \frac{a}{f_r^2}$ muestra que la tasa de cambio de la frecuencia de resonancia con el valor del inductor viene dada por la siguiente expresión:

$$\frac{\partial f_r}{\partial L_{eff}} = -\frac{1}{4\pi\sqrt{L_{eff}C_{eff}}L_{eff}} = -\frac{1}{2L_{eff}}f_r \quad (47)$$

Que también puede ser escrita, teniendo en cuenta que $L_{eff} \sim L$ ya que $L_0 \ll L$, como:

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta L_{eff}}{L_{eff}} \approx -\frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L} \quad (48)$$

Según esta relación se puede concluir que para obtener un 10% de ancho de banda, el cambio en el valor del inductor ha de ser de aproximadamente el 20%. Por tanto, la relación entre L y f_r sirve de guía para adecuar los valores de diseño de la antena Z a los objetivos que se quieran conseguir.

Hemos de tener en cuenta también que siempre van a existir errores entre los valores de la curva resultante y los valores exactos. Por ello, el ancho de banda Δf debe ser lo bastante ancho para que pueda acomodar el error máximo de la curva. Para ello, el valor de ka debe ser lo bastante grande y/o el valor de Q lo bastante pequeño, para asegurar ese ancho de banda.

4.2 Unión de NIC con antena Z

Como sabemos, el objetivo último que vamos a tener es intentar reducir la fuerte reactancia que presenta la antena. Para ello, primero hemos de modelarla. Consideramos el artículo [37] y los resultados obtenidos para esta antena, para concluir que se comporta como un monopolo sobre un plano de masa finito. Por ello, vamos a considerar su reactancia principalmente de carácter capacitivo. Por este motivo, debemos utilizar el NIC para invertir el valor de esta reactancia y que de este modo se cancelen.

Por lo tanto, el esquema de conexión que vamos a desarrollar es el siguiente:

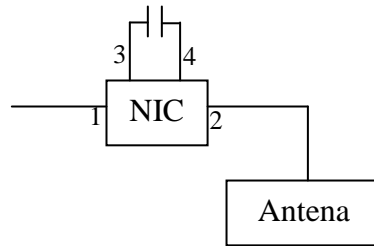


Figura 197: Unión de NIC con antena

Si analizamos los resultados de la medida de la antena, tenemos:

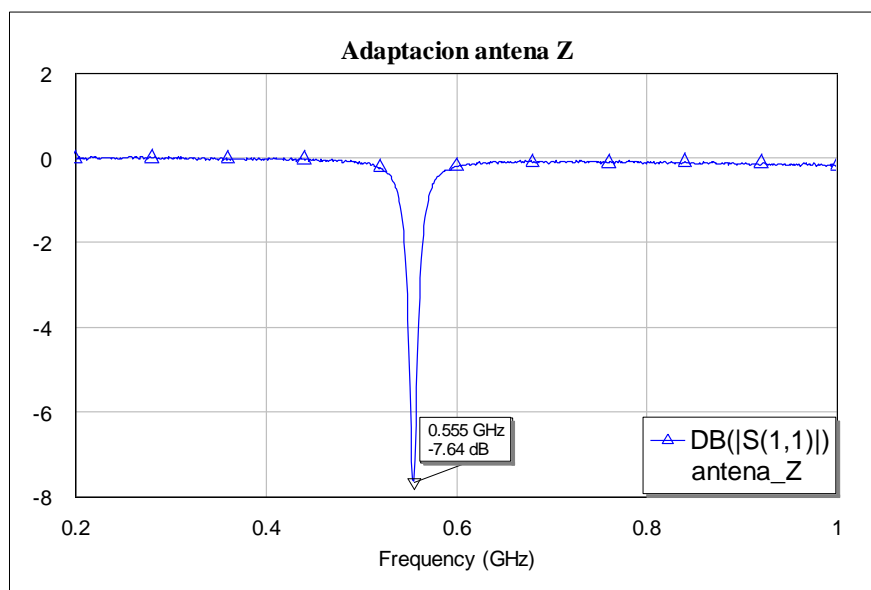


Figura 200: Medida de adaptación de antenna Z

Vemos que la frecuencia de resonancia es 555MHz y que no se encuentra adaptada, como ya sabíamos.

Si analizamos su impedancia a esa frecuencia de resonancia, tenemos:

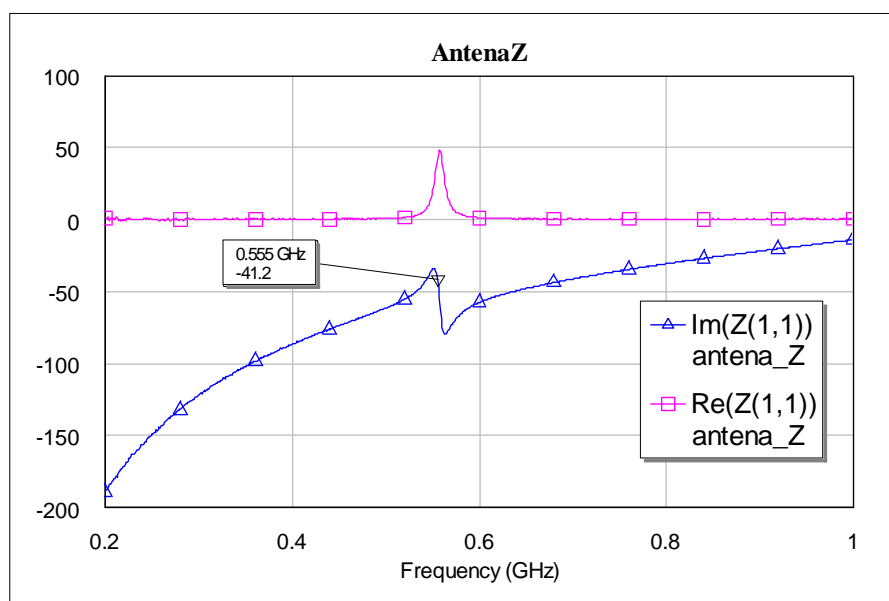


Figura 201: Impedancia de antenna Z

Como ya se ha comentado, toda la reactancia que aparece en la anterior imagen, puede considerarse mayoritariamente capacitiva. Por lo tanto, podemos indicar que:

$$Z = -41.2j = \frac{1}{j\omega C} = -j \frac{1}{\omega C}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f 41.2} = \frac{1}{2\pi 555 \text{ MHz} 41.2} = 6.96 \text{ pF}$$
(49)

Por lo que debemos colocar un condensador entre las patas 3 y 4 del NIC de ese valor.

Si realizamos esto en el programa Microwave Office, el esquema sería:

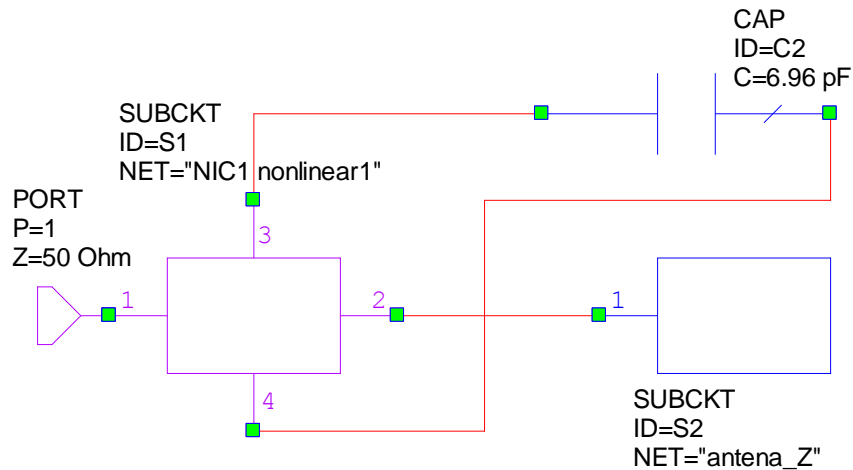


Figura 202: Unión NIC con antena Z en Microwave Office

El NIC que estamos considerando es el mismo que el planteado en el apartado 3.3, aunque debemos decir que antes la pata 2 estaba a tierra y ahora está conectada a los resultados de medida de la antena Z.

Podemos comprobar que la reactancia se reduce de forma considerable (en un 90.6%) y que la adaptación mejora de forma drástica:

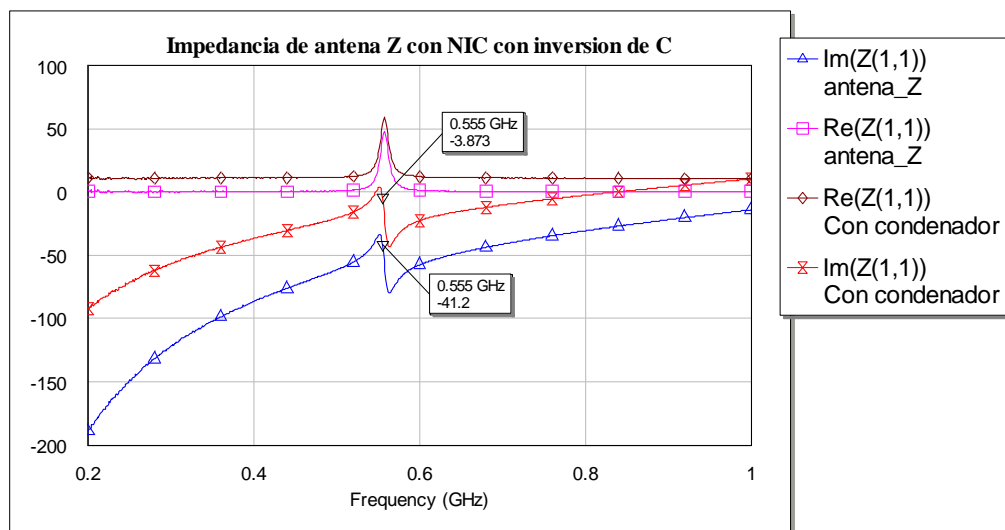


Figura 203: Impedancia de antena Z con NIC con inversión de C

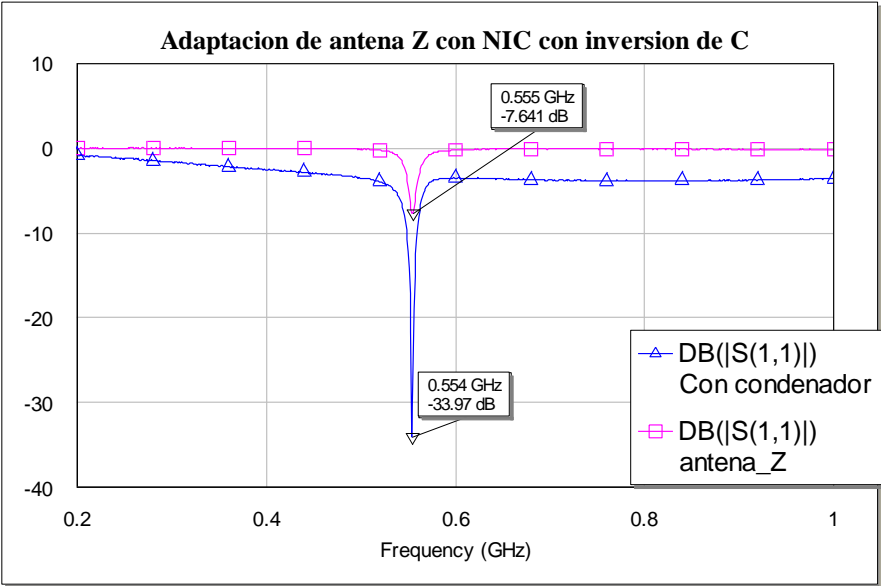


Figura 204: Adaptación de antena Z con NIC con inversión de C

El ancho de banda también aumenta pasando del 1.03% al 2%.

Si añadimos las líneas de conexión necesarias, el NIC queda como se muestra en la siguiente imagen:

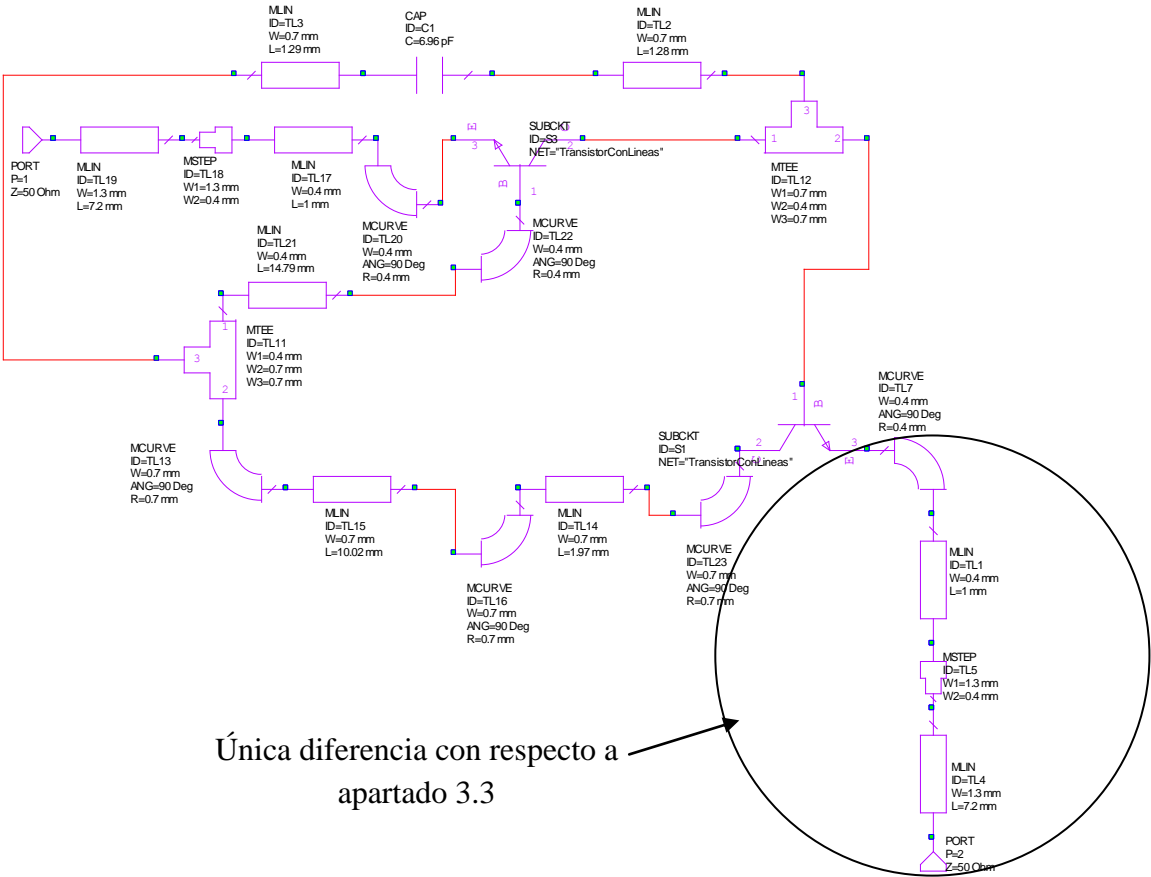


Figura 205: NIC para unir con antena Z

El layout correspondiente es mostrado en la siguiente imagen:

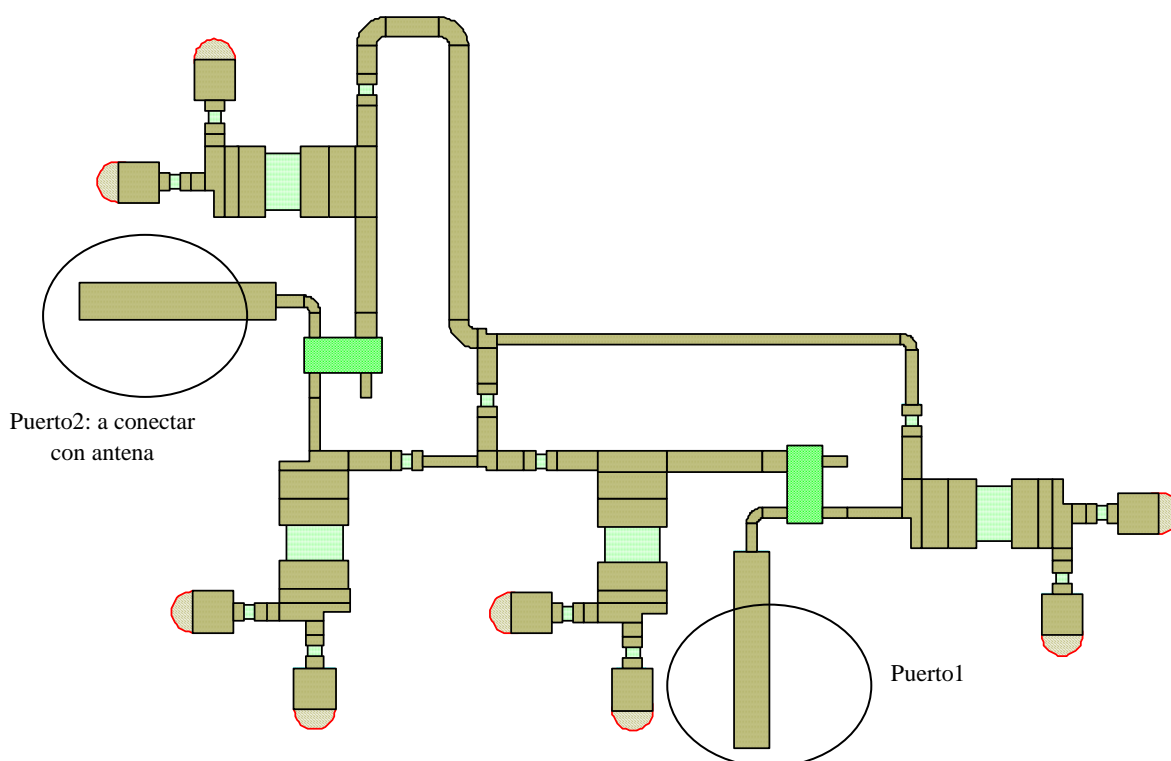


Figura 206: Layout de NIC a unir con antena Z

Los resultados ahora son peores que en el caso de no tener las líneas de conexión, aunque siguen siendo válidos. Comprobamos la compensación de reactancia que se está produciendo:

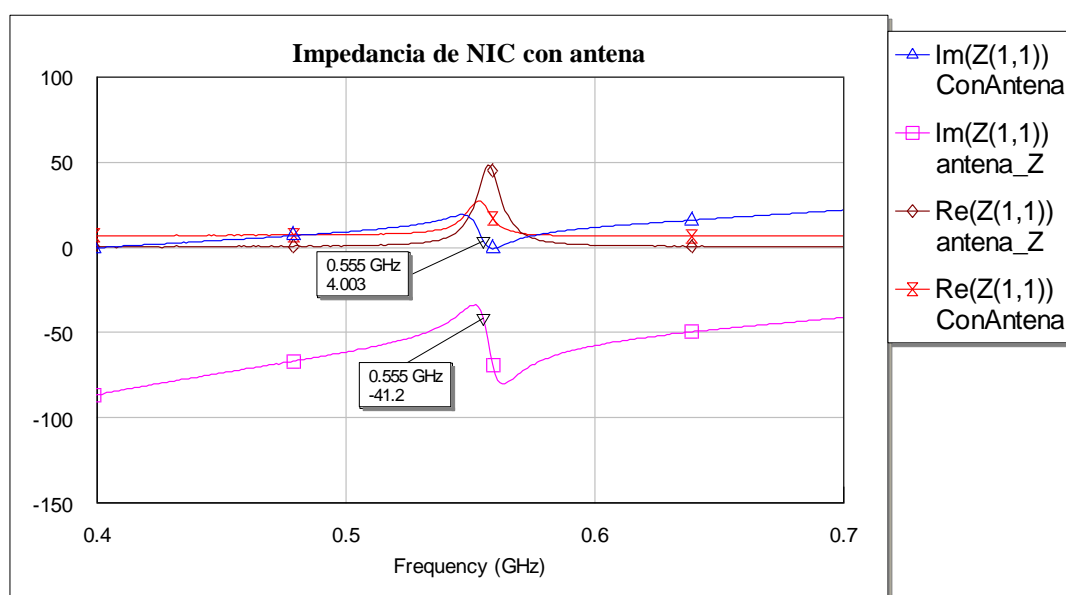


Figura 207: Simulación de impedancia de NIC con antena Z

Podemos observar que se reduce la reactancia en un 90.28% aunque la adaptación a 50Ω se ve repercutida.

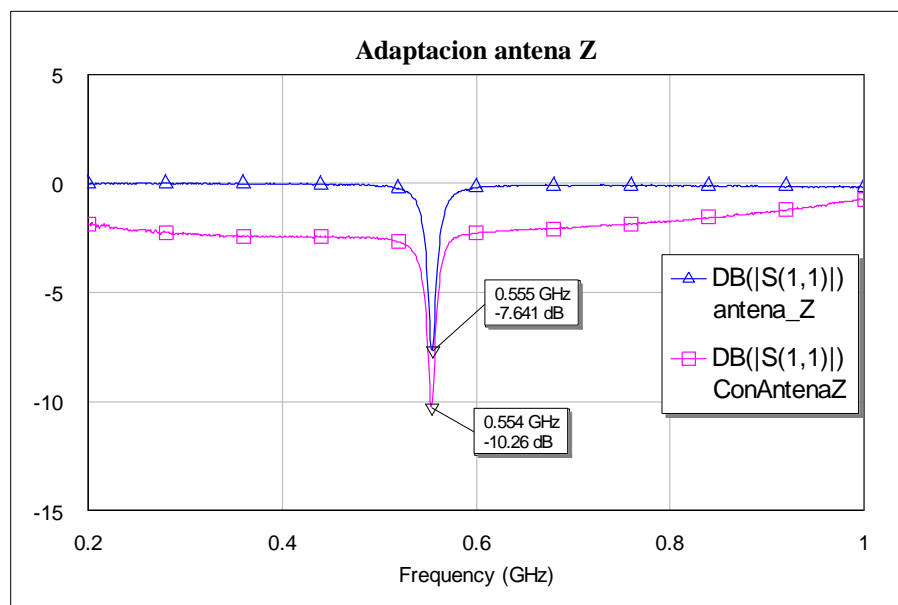


Figura 208: Simulación de adaptación de NIC con antenna Z

Se mejora la adaptación pero el ancho de banda se reduce del 1.03% a un 0.18%.

Otra opción es colocar una bobina en serie con el condensador que representa la antena tal y como se indica en el artículo [1]. Podemos ver un ejemplo en la siguiente imagen (ya mostrada en la figura 183):

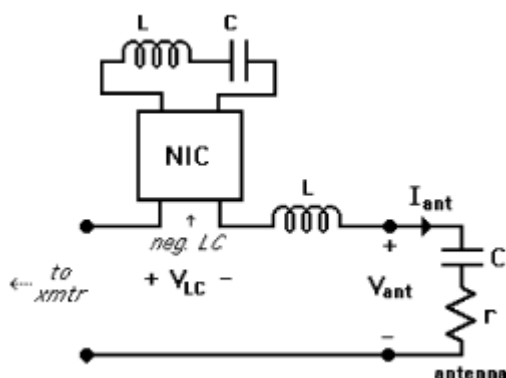


Figura 209: Adaptación con NIC invirtiendo condensador y bobina [1]

En [1] se explicaba que, de esta forma, se cancela la C de la antena con el inductor pasivo L, para después cancelar ambos con el circuito LC negativo.

Si representamos esto en el programa Microwave Office, obtenemos:

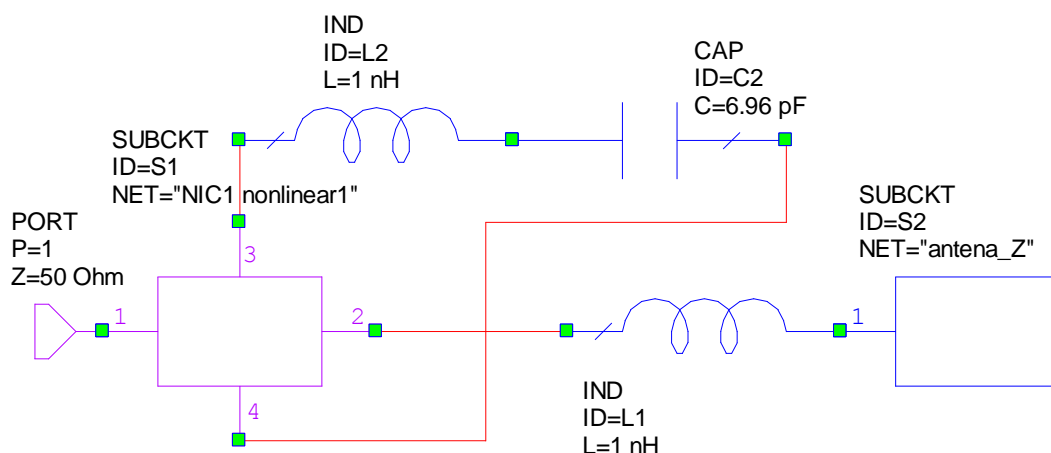


Figura 210: Adaptación con NIC invirtiendo condensador y bobina en AWR

Debemos tener en cuenta que se ha representado la antena Z directamente en lugar de un condensador. El valor del condensador a invertir por el NIC ha de ser el equivalente a la reactancia de la antena tal y como se ha explicado anteriormente.

Podemos comprobar que se produce una reducción de la reactancia en un 92.9%.

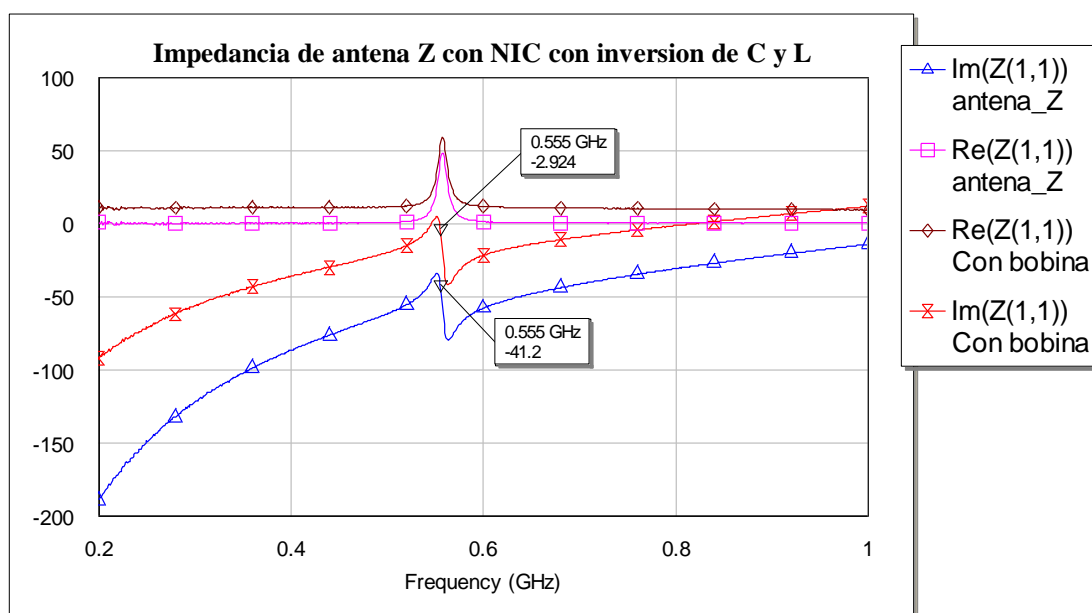


Figura 211: Impedancia para adaptación con NIC invirtiendo condensador y bobina

Por otro lado, la mejora en la adaptación es muy significativa, teniendo en cuenta además, que la antena Z inicialmente no estaba adaptada. El ancho de banda también mejora del 1.03% al 2%.

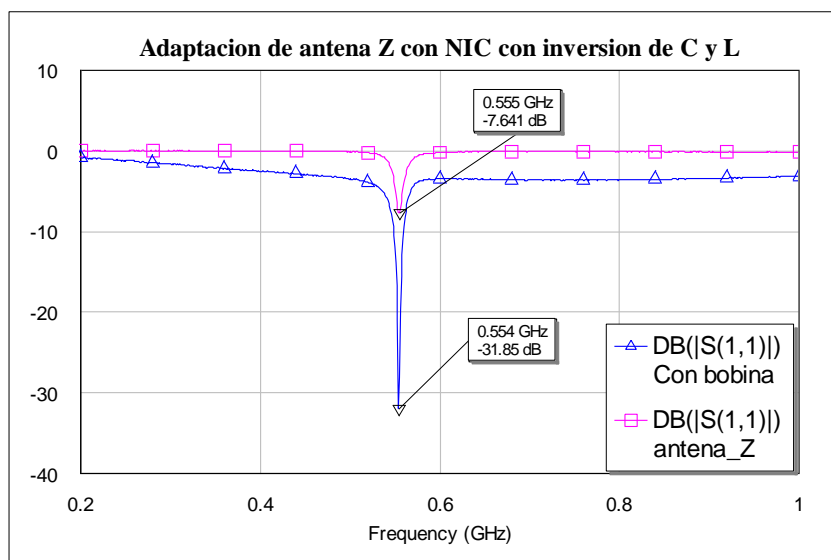


Figura 212: Simulación de adaptación con NIC invirtiendo condensador y bobina

Si añadimos las líneas de conexión, obtenemos el siguiente NIC:

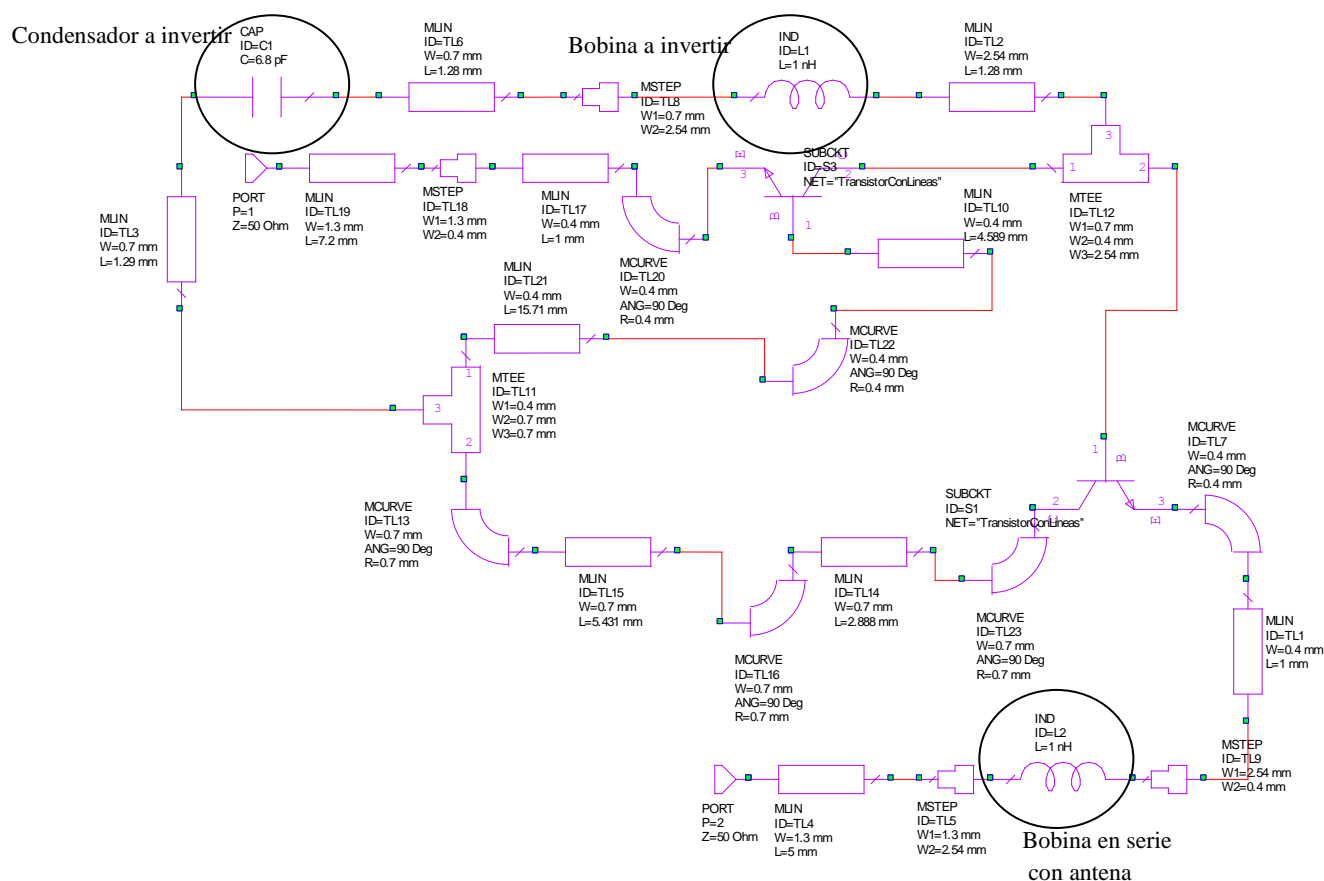


Figura 213: NIC para inversión de L y C

El layout en este caso es el siguiente:

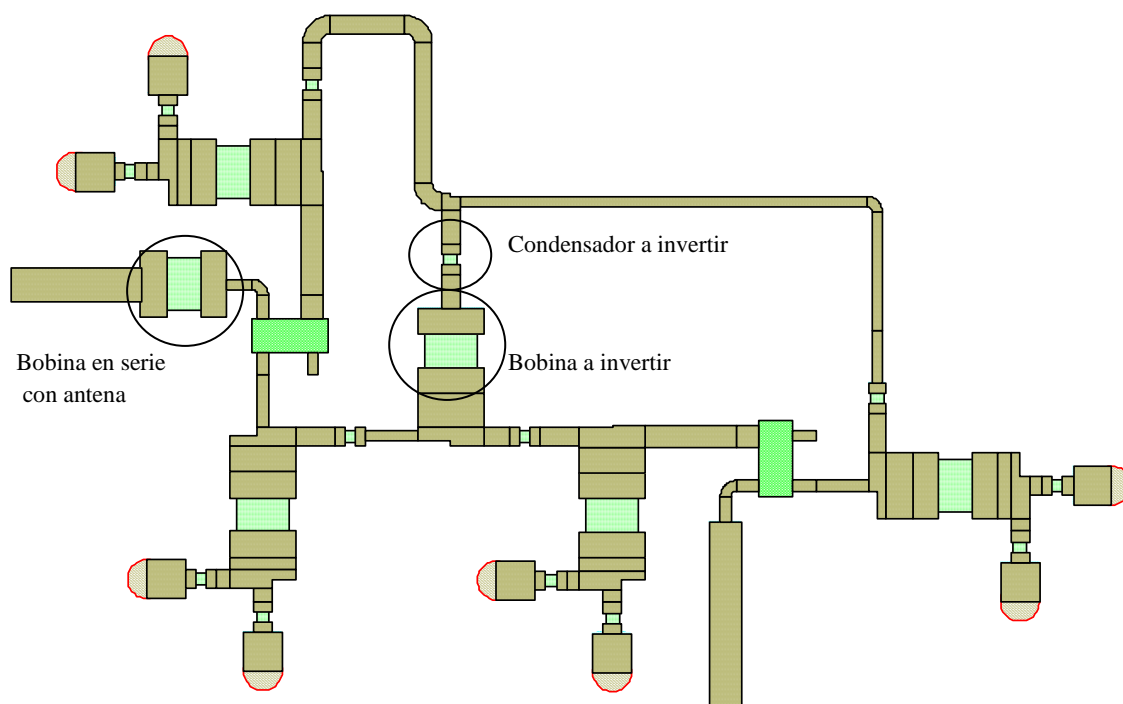


Figura 214: Layout para NIC para inversión de L y C

Igual que ocurría en el caso anterior, los resultados empeoran con respecto al NIC sin líneas, aunque siguen siendo válidos. Podemos comprobar que la reactancia se reduce en un 97.22%, aunque la resistencia se aleja de los 50Ω.

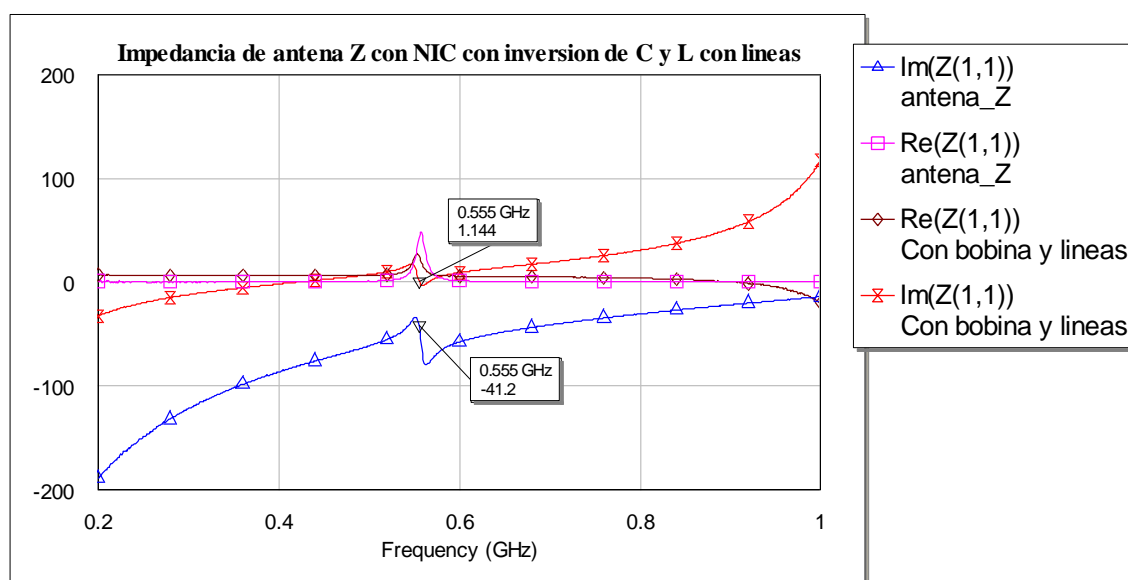


Figura 215: Impedancia de antena Z con NIC con inversión de C y L con líneas

La adaptación disminuye pero sigue estando adaptada.

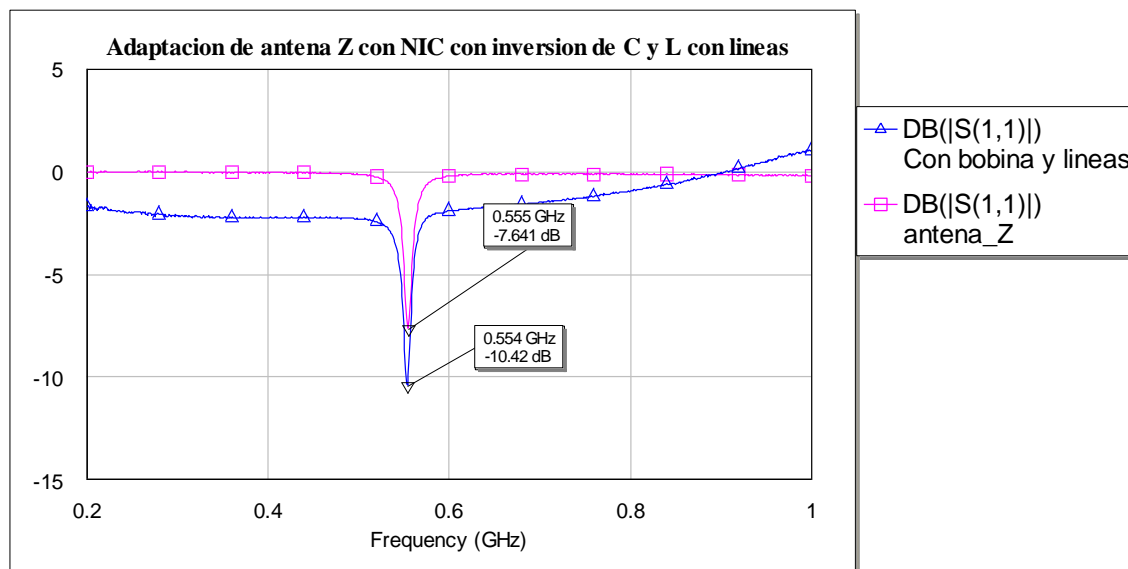


Figura 216: Adaptación de antena Z con NIC con inversión de C y L con líneas

El ancho de banda pasa de un 1.03% a un 0.83%.

4.3 Conclusiones

Las principales conclusiones que se pueden alcanzar en este capítulo son:

- La antena Z puede ser representada como un condensador ya que su reactancia es capacitiva y se ha demostrado su semejanza en radiación con un monopolo sobre un plano de masa finito.
- Para compensar esa reactancia, se ha de colocar un condensador negativo en serie. En artículos estudiados, se comprueba la mejora de la SNR en recepción y la mejora de la ganancia en transmisión para el caso de un monopolo.
- En este trabajo, se ha estudiado las mejoras de las características de la antena Z al añadir un elemento negativo en serie.
- Se ha podido comprobar que se produce una mejora significativa de la adaptación. El ancho de banda mejora para el caso de tener el circuito sin líneas de conexión.

Capítulo 5

Conclusiones y futuras líneas de trabajo

5.1 Conclusiones

En este proyecto se ha llevado a cabo una revisión de los principales conceptos relacionados con las antenas eléctricamente pequeñas, así como de las distintas formas de conseguir adaptación. De este modo, se ha explicado que las redes de Non-Foster pueden constituir un elemento fundamental para conseguir mejorar las características de estas antenas.

Como ejemplo, se ha llevado a cabo la realización de dos antenas *inspiradas en metamateriales*, como es la antena de línea de meandro y la antena Z. De esta última, se ha conseguido mejorar su adaptación gracias a la inclusión de estas redes de Non-Foster.

En el desarrollo, tanto de la antena de línea de meandro como de la antena Z, hemos podido comprobar algunos fundamentos clave a seguir en su estrategia de diseño. Hemos de tener en cuenta que hay algunos parámetros que influyen de forma considerable tanto en su adaptación como en su eficiencia:

- La necesaria disminución del plano de masa nos ha llevado a fabricar una antena con unos determinados parámetros en lugar de los que venían desarrollados en los

artículos pertinentes. Esta disminución nos lleva a una peor adaptación, así como a una peor eficiencia.

- La altura del monopolio es otro factor clave, sobre todo, en la adaptación. A medida que aumentamos su altura, aumenta la adaptación, aunque se llega a un límite en el que empieza de nuevo a disminuir. Lo que siempre ocurre, como sabemos, es que según aumentemos la altura del monopolio, disminuirá la frecuencia de resonancia del sistema.
- El espesor del sustrato es importante, ya que si aumenta mucho, la adaptación disminuye. Del mismo modo, debemos tener en cuenta que tampoco es válido un espesor excesivamente estrecho, ya que la antena no presenta resultados coherentes.
- El aumento de la separación entre *strips* nos lleva a que la frecuencia disminuya, aumente la adaptación y aumente la eficiencia. Esto lo hemos podido comprobar en el paso de la antena de línea de meandro a la antena Z. También mejora la adaptación y la eficiencia si incrementamos la altura de dichos *strips*.
- Los resultados de las medidas obtenidos, sobre todo los referentes al diagrama de radiación, son buenos aunque las condiciones de medida no fueron las idóneas. Nuestra antena trabaja a una frecuencia menor del rango de las frecuencias de la sonda de la cámara, además, no nos encontramos en campo lejano al realizar la medida.

Por otro lado, sabemos que las antenas eléctricamente pequeñas tienen una alta impedancia reactiva que, aunque se compense bien, nos lleva a usar redes de adaptación ya que la resistencia de radiación seguirá siendo pequeña y, por tanto, la eficiencia será baja debido a la desadaptación entre la impedancia de entrada de la antena eléctricamente pequeña y la impedancia de la fuente a la que se suele conectar dicha antena ($50\ \Omega$).

Hemos visto que las redes pasivas no pueden ser usadas ya que vienen limitadas por la teoría ganancia-ancho de banda. Por este motivo, hemos seleccionado las redes de Non-Foster para la adaptación requerida. Estas redes están compuestas por elementos activos, que no se ven afectados por la teoría ganancia-ancho de banda.

Para la realización de estas redes, se ha llevado a cabo un amplio estudio de distintos tipos de NICs, eligiendo finalmente el más adecuado para nuestros propósitos ya que era el que mejor funcionamiento presentaba.

Este NIC ha sido aplicado a la antena Z consiguiéndose una mejora de la adaptación de hasta el 77.5% sin que haya líneas de conexión y del 25.43% con dichas líneas, cuyo diseño está más cerca de una realización real. Del mismo modo, el ancho de banda sin líneas de transmisión mejora en un factor de 2, pero al introducir las líneas disminuye su valor.

Por tanto, se puede concluir que las antenas eléctricamente pequeñas son necesarias por su pequeño tamaño para muchos ámbitos de aplicación. Sin embargo, se han de mejorar sus características primarias para poder ser usadas con éxito. Un primer paso ha sido la realización de antenas *inspiradas en metamateriales*, que, en general, presentan buenas eficiencias y una buena adaptación. Para conseguir mejorar aún más estas características, se aplican las redes de Non-Foster formadas por NICs, que nos llevan sobre todo a una mejora clara de la adaptación.

5.2 Aportaciones

Las aportaciones que se realizan en este trabajo son principalmente las siguientes:

- Estudio de las antenas eléctricamente pequeñas, desarrollando dos antenas *inspiradas en metamateriales* que estaban explicadas en varios artículos, pero a las que se las ha tenido que hacer mejoras para obtener unos buenos resultados en nuestras herramientas de simulación.
- Fabricación y medida de estas antenas obteniéndose unos resultados coherentes y positivos.
- Estudio de las características de las redes de Non-Foster y de los convertidores de impedancia negativa (NICs) llevándose a cabo un profundo trabajo para comprobar y analizar sus características de inversión.
- Fabricación del NIC seleccionado, a frecuencias superiores a las estudiadas en otros trabajos de este ámbito.
- Estudio mediante simulación de la unión de la antena Z con el NIC seleccionado comprobándose que se produce una mejora significativa de la adaptación.

5.3 Líneas futuras de trabajo

Las líneas de trabajo que se pueden desarrollar en el futuro para continuar este estudio son las siguientes:

- Fabricación y medida de antena Z con NIC para comprobar el aumento de la adaptación.
- Estudio para la mejora del ancho de banda de las antenas sin que por ello se vea menoscabada la mejora de la adaptación conseguida.
- Realización del estudio con otros NICs y con otras antenas.
- Sustitución de la línea de meandro y de la estructura en Z por NICs.

Capítulo 6

Presupuesto

El proyecto se ha desarrollado en cuatro grandes etapas. La primera consiste en investigar el estado del arte de los temas de los que trata este trabajo. A continuación, se pasó al desarrollo de las dos antenas, la antena Z y la antena de línea de meandro. El siguiente paso fue estudiar el NIC más conveniente y analizar sus características. La cuarta etapa consiste en la unión de la antena Z con el NIC.

Todas estas etapas se encuentran desarrolladas con su correspondiente periodo temporal en el diagrama de Gantt que aparece en la figura 215.

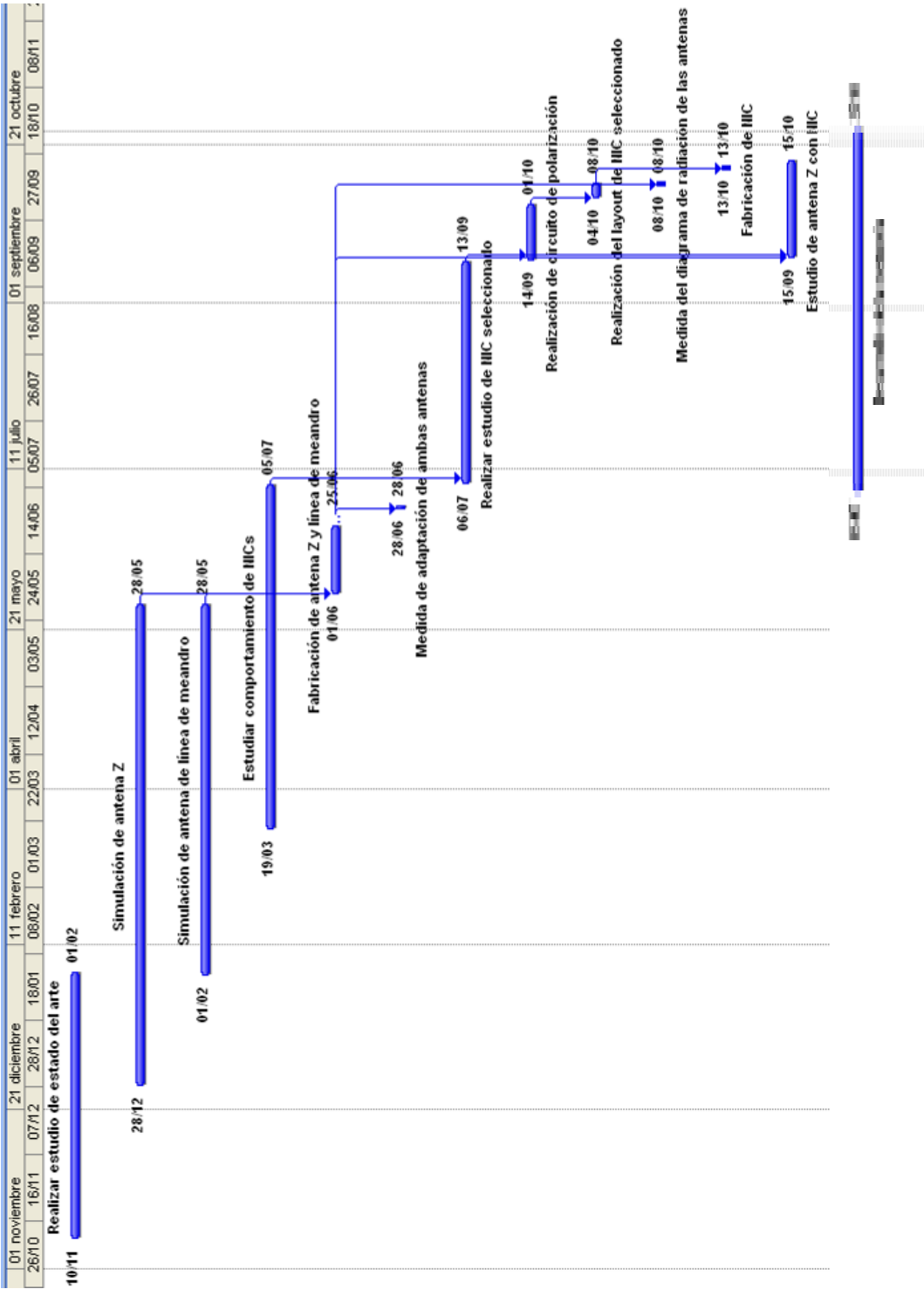


Figura 217: Diagrama de Gantt del proyecto

El desglose de costes de personal, costes de equipo y otros costes directos, se encuentra en la siguiente tabla:

Tabla 27: Presupuesto del proyecto

Capítulo 6: Presupuesto



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID Escuela Politécnica Superior

PRESUPUESTO DE PROYECTO

1.- Autor: Patricia Sanz Berjas

2.- Departamento: TSC

3.- Descripción del Proyecto:

- Título: Desarrollo de antenas eléctricamente pequeñas con redes de NonFoster

- Duración (meses)

11

Tasa de costes Indirectos:

20%

4.- Presupuesto total del Proyecto (valores en Euros):

28.901 Euros

5.- Desglose presupuestario (costes directos)

PERSONAL

Apellidos y nombre	N.I.F. (no rellenar - solo a título informativo)	Categoría	Dedicación (hombres mes) ^{a)}	Coste hombre mes	Coste (Euro)	Firma de conformidad
Sanz Berjas Patricia		Ingeniero	6,86	2.694,39	18.483,52	
Segovia Vargas Daniel		Ingeniero Senior	0,686	4.289,54	2.942,62	
Tecnico Laboratorio		Tecnico	0,1372	2.694,39	369,67	
					0,00	
					0,00	
Hombres mes 7,6832				Total	21.795,81	

^{a)} 1 Hombre mes = 131,25 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1575 horas)

Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8,8 hombres mes (1.155 horas)

EQUIPOS

Descripción	Coste (Euro)	% Uso dedicado proyecto	Dedicación (meses)	Periodo de depreciación	Coste imputable ^{d)}
Cámara anecoica	500.000,00	100	0,14	60	1.166,67
Analizador de redes	100.000,00	100	0,07	60	116,67
Ordenador	1.000,00	100	6,50	60	108,33
Programas simulacion	2.000,00	100	5	60	166,67
				Total	1.558,33

^{d)} Fórmula de cálculo de la Amortización:

$$\frac{A}{B} \times C \times D$$

A = nº de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado

B = periodo de depreciación (60 meses)

C = coste del equipo (sin IVA)

D = % del uso que se dedica al proyecto (habitualmente 100%)

SUBCONTRATACIÓN DE TAREAS

Descripción	Empresa	Coste imputable
	Total	0,00

OTROS COSTES DIRECTOS DEL PROYECTO^{e)}

Descripción	Empresa	Costes imputable
Ingeniero para medir antenas	UC3M	630,00
Costes prototipos		100,00
	Total	730,00

^{e)} Este capítulo de gastos incluye todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores, por ejemplo: fungible, viajes y dietas,

6.- Resumen de costes

Presupuesto Costes Totales	Presupuesto Costes Totales
Personal	21.796
Amortización	1.558
Subcontratación de tareas	0
Costes de funcionamiento	730
Costes Indirectos	4.817
Total	28.901

Capítulo 6: Presupuesto

Por lo tanto, podemos concluir que el presupuesto total de este proyecto asciende a la cantidad de 28.901€.

Glosario

2D	Two dimensions	Dos dimensiones
3D	Three dimensions	Tres dimensiones
DNG	Double-negative	Doble negativo
DPS	Double-positive	Doble positivo
DC	Direct current	Corriente continua
ENG	Epsilon-negative	Epsilon negativa
FBW	Fractional bandwidth	Ancho de banda fraccional
GPS	Global Positioning System	Sistema de posicionamiento global
MNG	Mu-Negative	Mu negativa
NIC	Negative Impedance Converter	Convertidor de impedancias negativas
OCS	Open-Circuit Stable	Estable en circuito abierto
OE	Overall Efficiency	Eficiencia total
PEC	Perfect Electric Conductor	Conductor eléctrico perfecto
RE	Radiation Efficiency	Eficiencia de radiación
RF	Radio-Frequency	Radiofrecuencia
SCS	Short-Circuit Stable	Estable en cortocircuito
SNR	Signal to Noise Ratio	Relación señal a ruido
UHF	Ultra High Frequency	Frecuencia ultra alta
VHF	Very High Frequency	Frecuencia muy alta
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio	Razón de onda estacionaria de voltaje
WIFI	Wireless Fidelity	Sin cables

Referencias

- [1] S. Sussman-Fort, R. M. Rudish, “Non-Foster impedance matching of electrically small antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Agosto 2009, pp. 2230-2238.
- [2] D. Segovia-Vargas, F. J. Herraiz-Martínez, E. Ugarte-Muñoz, J. Montero-de-Paz, V. González-Posadas and L. E. García-Muñoz, “Multifrequency Printed Antennas Loaded with Metamaterial Particles”, *Radioengineering*, vol. 18, no. 2, pp. 129 – 143, Junio 2009
- [3] Peng Jin, R.W. Ziolkowski, “Low-Q, Electrically Small, Efficient Near-Field Resonant Parasitic Antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Septiembre 2009, pp. 2548-2563.
- [4] L. J. Chu, “Physical limitations of omni-directional antennas,” *J. Appl. Phys.*, pp. 1163–1175, Diciembre, 1948.
- [5] H. A. Wheeler, “Fundamental limitations of small antennas,” *Proc. IRE*, pp. 1479–1484, Diciembre, 1947.
- [6] A. D. Yaghjian and S. R. Best, “Impedance, bandwidth, and Q of antennas,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 1298–1324, Abril, 2005.
- [7] R.W. Ziolkowski and A. Erentok, “Metamaterial-Based Efficient Electrically Small Antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Julio 2006, pp.2113-2130.
- [8] A. R. Lopez, “Fundamental limitations of small antenna: validation of Wheeler’s formulas,” *IEEE antennas and propagation magazine*, Revista 4, pp. 28–36, 2006.
- [9] A. R. Lopez, “Approaching the Chu small-antenna radiation Q limit,” *IEEE Antennas Propag magazine*, pp. 130–131, Abril. 2008.
- [10] H. L. Thal, “Exact circuit analysis of spherical waves,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, pp. 282–287, Marzo 1978.
- [11] H. L. Thal, “New radiation Q limits for spherical wire antennas,” *IEEETrans. Antennas Propag.*, pp. 2757–2763, Octubre 2006.
- [12] H. R. Stuart and A. Pidwerbetsky, “Electrically small antenna elements using negative permittivity resonators,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, pp. 1664–1653, Junio 2006.

- [13] S. R. Best, "The radiation properties of electrically small folded spherical helix antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, pp. 953–960, Abril 2004.
- [14] H. R. Stuart and C. Tran, "Subwavelength microwave resonators exhibiting strong coupling to radiation modes," *Appl. Phys. Lett.*, p. 151108, Oct. 2005.
- [15] H. R. Stuart and C. Tran, "Small spherical antennas using arrays of electromagnetically coupled planar elements," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, pp. 7–10, 2007.
- [16] A. Erentok and R. W. Ziolkowski, "Metamaterial-inspired efficient electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, pp. 691–707, Mar. 2008.
- [17] R. W. Ziolkowski, "An efficient, electrically small antenna designed for VHF and UHF applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, pp. 217–220, 2008.
- [18] Transparencias de REME International Workshop on Metamaterials. Leganés (Madrid) 2009
- [19] R. M. Fano, "Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances," *J. Franklin Inst.*, vol. 249, pp. 57–83, Enero 1950, and pp. 139–155, Feb. 1950.
- [20] D. C. Youla, "A new theory of broadband matching," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-11, Mar. 1964.
- [21] J. G. Linvill, "Transistor Negative Impedance Converters," *Proc. IRE*, vol. 41, pp. 725–729, Jun. 1953.
- [22] J. D. Brownlie, "On the stability properties of a negative impedance converter," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-13(1), pp. 98–99, Mar. 1966.
- [23] R. F. Hoskins, "Stability of negative impedance converters," *Electron. Lett.*, vol. 2, no. 9, p. 341, Sept. 1966.
- [24] R. D. Middlebrook, "Measurement of loop gain in feedback systems," *Int. J. Electron.*, vol. 38, no. 4, pp. 485–512, Abril 1975.
- [25] S. E. Sussman-Fort, "Matching network design using non-Foster impedances," *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng.*, vol. 16, no. 2, pp. 135–142, Mar. 2006.
- [26] R. Rudish and S. E. Sussman-Fort, "Electrically small, efficient wide band antennas for unattended sensors," presented at the PIERS Progr. Electromagn. Res. Symp., Cambridge, MA, Jul. 1–5, 2002.
- [27] R. M. Rudish and S. E. Sussman-Fort, "Non-Foster impedance matching improves S/N of wideband electrically small VHF antennas and arrays," presented at the IASTED Conf. on Antennas, Radar and Wave Propag., Banff, AB, Canada, 2005.
- [28] J. T. Aberle, "Two-port representation of an antenna with application to non-Foster matching networks," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 5, pp. 1218–1222, May 2008.
- [29] S. E. Sussman-Fort, "Gyrator-based biquad filters and negative impedance converters for microwaves," *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng.*, (Special Issue on Netw. Synthesis Method. Microw. De.), vol. 8, no. 3, pp. 86–101, Mar. 1998.
- [30] T. Yanagisawa, "RC active networks using current inversion type negative impedance converters," *IRE Trans. Circuit Theory*, pp. 140–144, Sep. 1957.
- [31] C. K. Kuo and K. L. Su, "Some new four terminal NIC circuits," *IEEE Proc. Circuit Theory*, pp. 379–381, Agosto 1969.
- [32] C. K. Kuo, "Realization of negative-immittance converters and negative resistances with controlled sources," School Elec. Eng., Georgia Inst. Technol., Atlanta, Res. Rep. 67-9, Diciembre 1967.
- [33] Stephen E. Sussman-Fort, Ph.D. "Matching Network Design Using Non-Foster Impedances". Antenna Products and Technologies EDO Electronic Systems Group.

Referencias

- [34] Peng Jin, R. W. Ziolkowski, “Broadband, efficient, electrically small metamaterial-inspired antennas facilitated by active near-field resonant parasitic elements”. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 2, pp. 318–327, Febrero 2010.
- [35] Song, Keum-Su y Rojas, Roberto G. “Electrically small wire monopole antenna with Non-Foster impedance element”. Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on. Abril 2010.
- [36] Open-boundary quad-ridged horns User Manual. ETS-LINDGREN.
- [37] P.Jin, R. W. Ziolkowski, “Multiband extensions of the electrically small, near-field resonant parasitic Z antenna”. IET Microwaves, Antennas and Propagation. Special Issue on Microwave Metamaterials: Application to devices, circuits and antennas. Volumen 4, pp 1016-1025, Agosto 2010
- [38] Gleen S. Smith, “An analysis of the Wheeler Method for measuring the radiating efficiency of antennas”. *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. AP-25, pp. 552-556, Julio 1997.
- [39] Balanis, C.A., “Antenna Theory. Analysis and design”. Wiley-Interscience. Tercera edición, 2005.

Anexo

1. Estudio de NIC ideales

1. NIC1

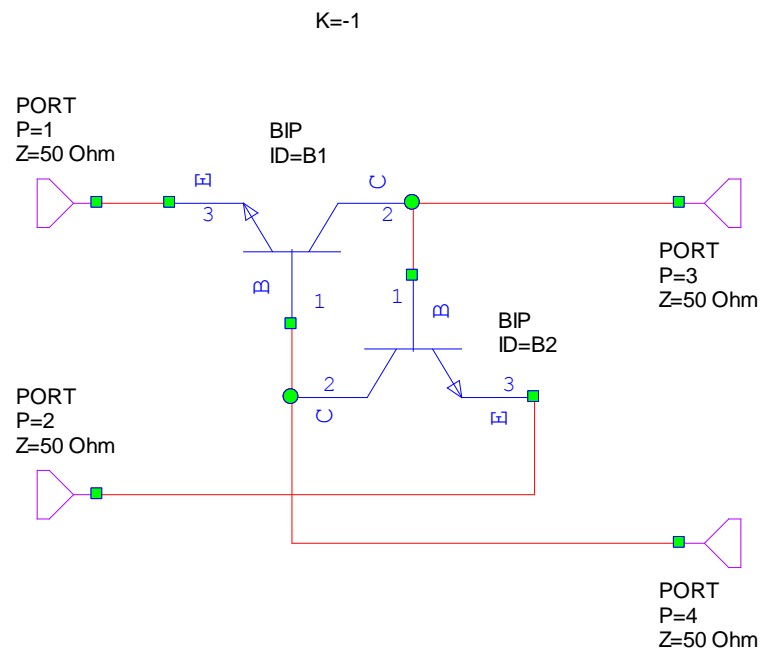


Figura 218: NIC1

Los resultados obtenidos son los siguientes:

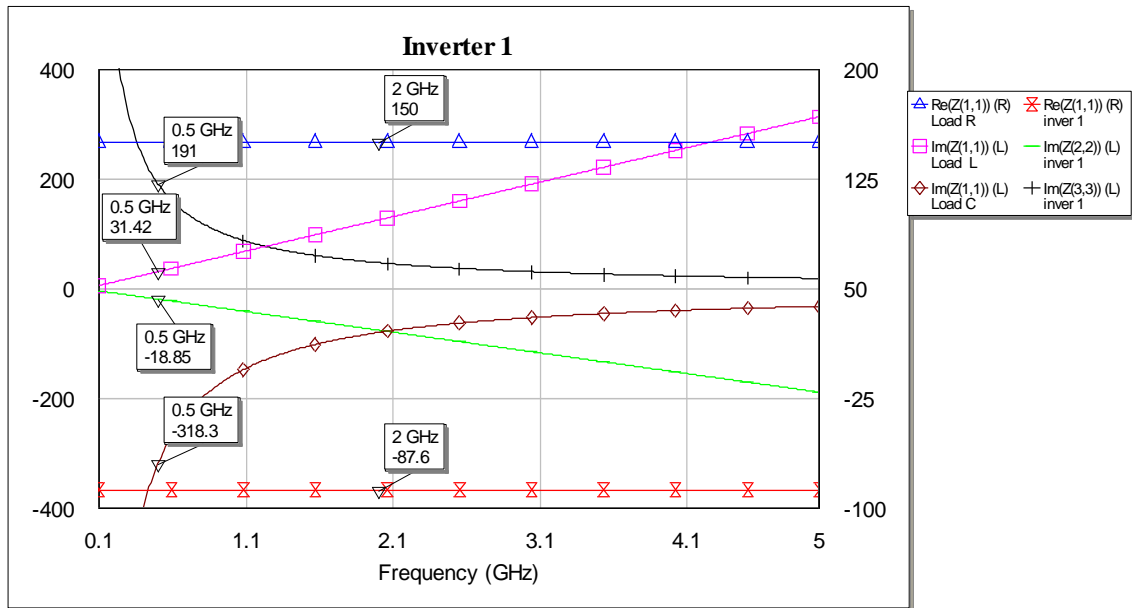


Figura 219: Resultados NIC1 ideal

Vemos que las formas son similares, si bien los valores no coinciden. Por ejemplo, para la resistencia, el valor real es de 150Ω y el valor invertido es de -87.6Ω . Para la bobina ocurre de forma similar ya que ambos empiezan en cero y siguen la misma forma pero no acaban en el mismo valor. El condensador es el más semejante, pero presenta ligeras diferencias también.

Si nos fijamos en las bajas frecuencias, que son las que nos interesan, vemos que la bobina, aunque diferente, sí podría tener valores aceptables.

El factor de inversión teórico en este caso es -1 , pero vemos que este no se cumple de forma exacta para ninguno de los tres casos:

$$K_{\text{resistencia}} = -87.6/150 = -0.584$$

$$K_{\text{condensador}} = 191/-318.3 = -0.6$$

$$K_{\text{bobina}} = -18.85/31.42 = -0.599$$

Sin embargo, podemos apreciar que el factor de inversión práctico que se obtiene es bastante similar para cada uno de los casos.

2. NIC2

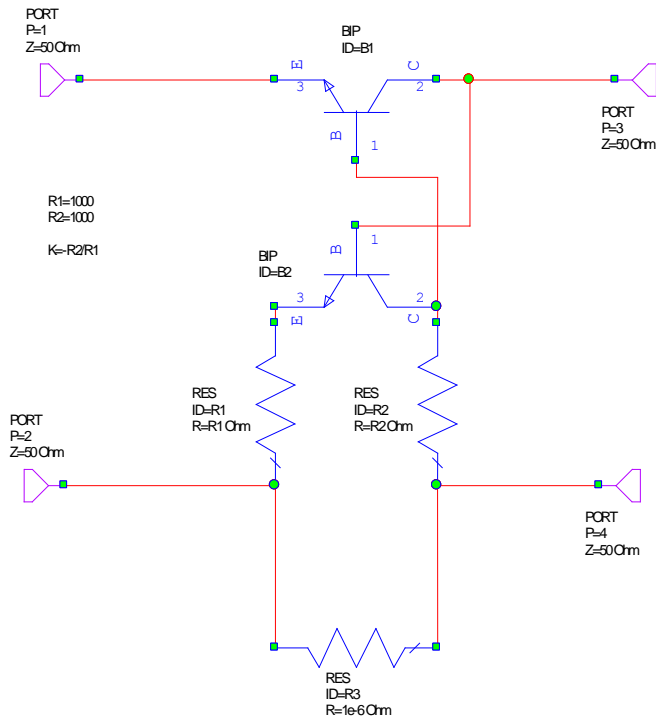


Figura 220: NIC2

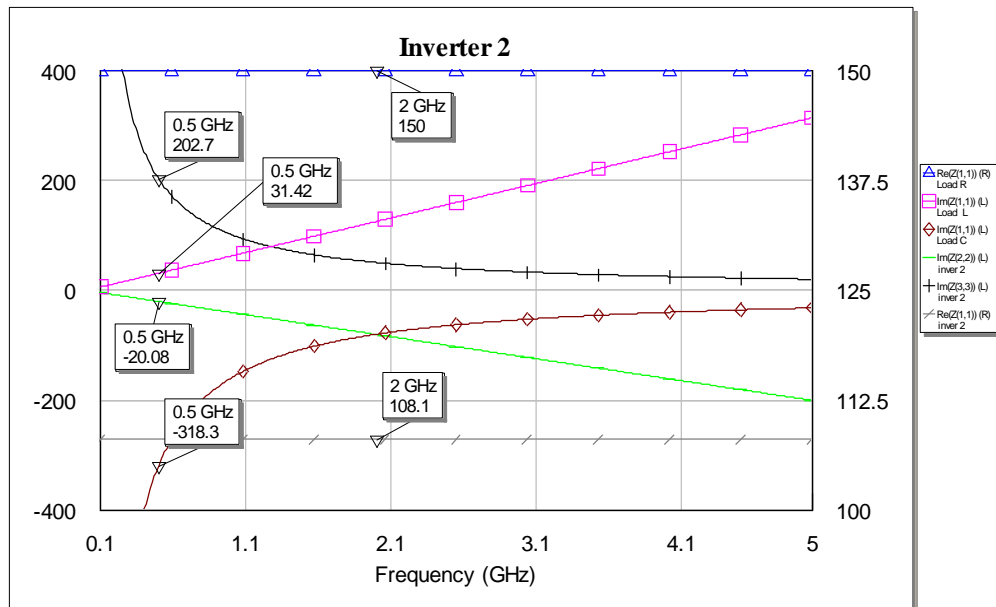


Figura 221: Resultados NIC2 ideal

Del mismo modo, podemos ver que los valores de la resistencia no son iguales. A bajas frecuencias, los valores de la bobina pueden ser aceptables.

En este caso el factor de inversión es $K=-R_2/R_1$, pero al valer las dos resistencias lo mismo, el factor es -1. Vemos, por tanto que no se cumple de forma exacta para ninguno de los casos:

$$K_{\text{resistencia}} = -108.1/150 = -0.72$$

$$K_{\text{condensador}} = 202.7/-318.3 = -0.64$$

$$K_{\text{bobina}} = -20.08/31.42 = -0.64$$

3. NIC3

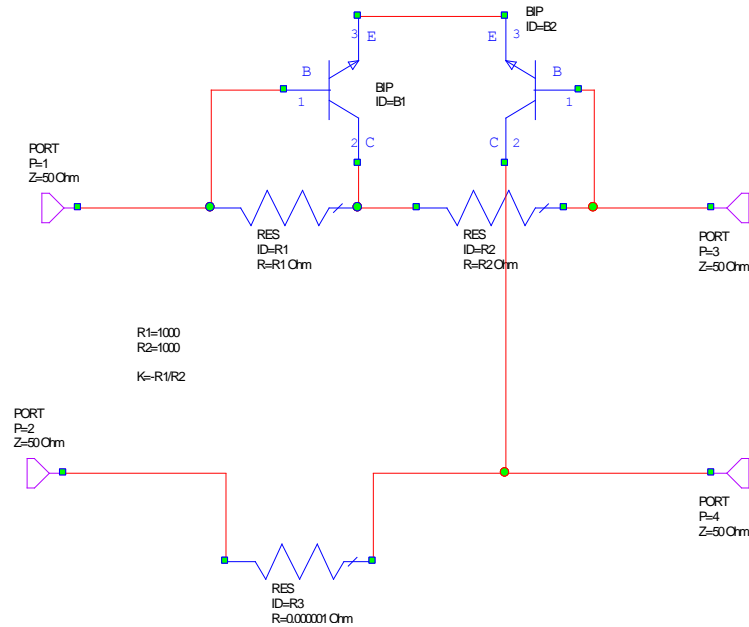


Figura 222: NIC3

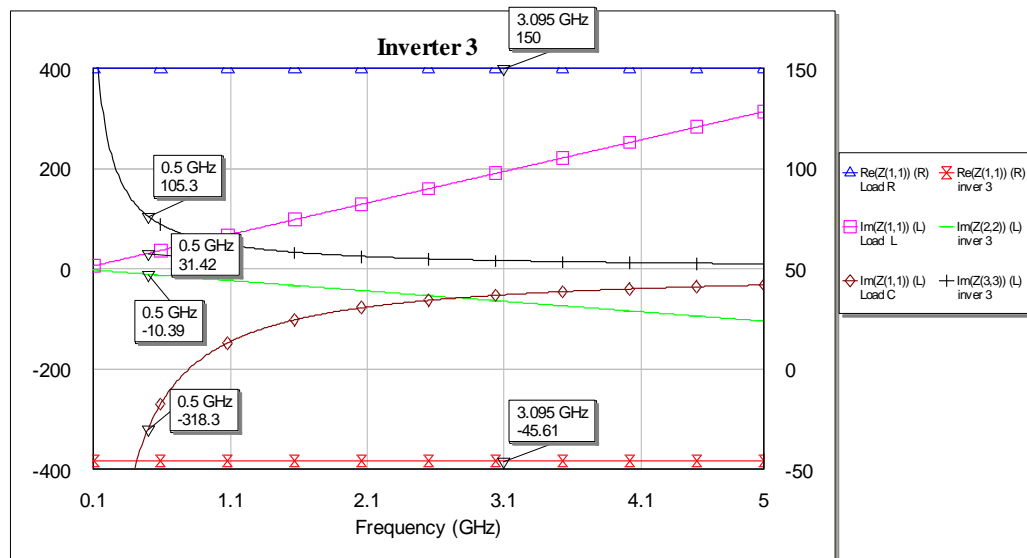


Figura 223: Resultados con NIC3

La diferencia entre los valores aumenta de forma significativa, llegándose a errores cercanos al 70%, por lo que este NIC no sería una buena opción.

En este caso el factor de inversión es $K=-R_1/R_2$, pero al valer las dos resistencias lo mismo, el factor es -1. Vemos, por tanto que no se cumple de forma exacta para ninguno de los casos, sin embargo, son valores muy similares los que se obtienen:

$$K_{\text{resistencia}} = -45.61/150 = -0.3$$

$$K_{\text{condensador}} = 105.3/-318.3 = -0.33$$

$$K_{\text{bobina}} = -10.39/31.42 = -0.33$$

4. NIC4

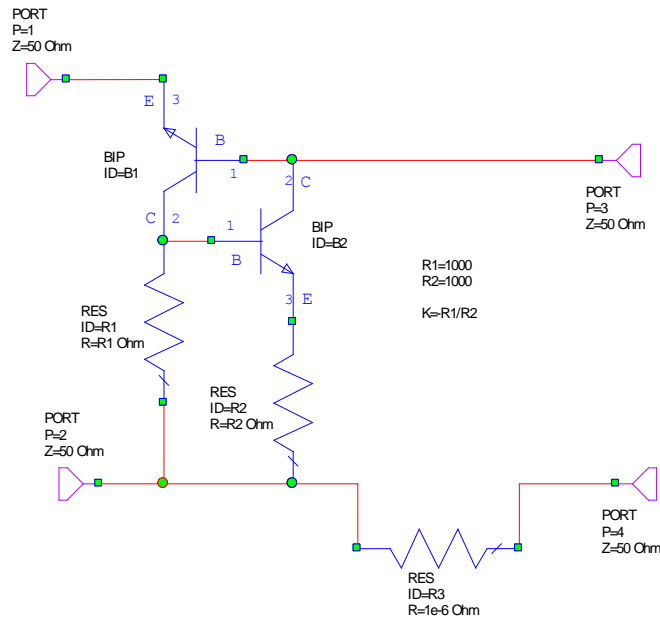


Figura 224: NIC4

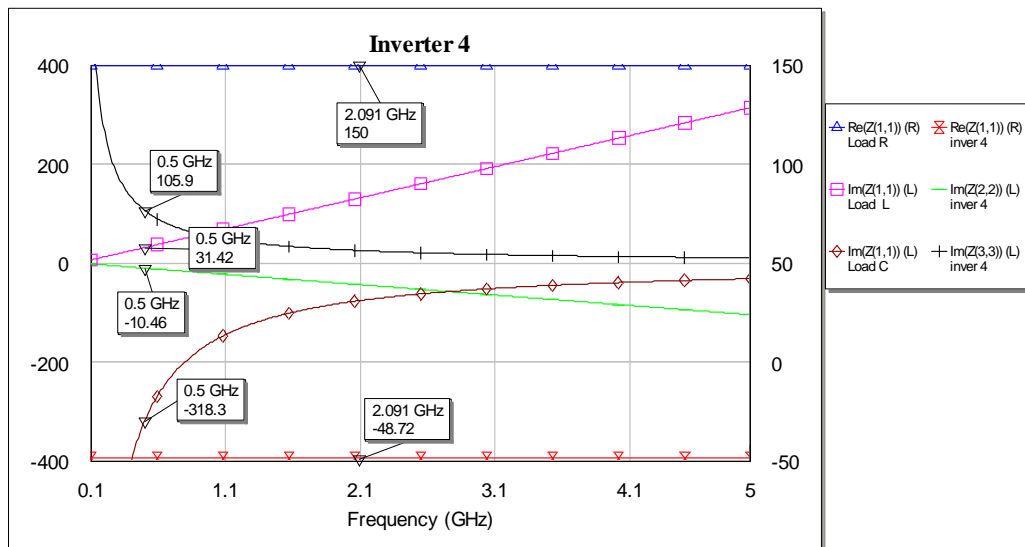


Figura 225: Resultados NIC4 ideal

Igual que en el caso anterior, la diferencia entre los valores alcanza cotas superiores al 65%.

En este caso el factor de inversión es $K = -R_1/R_2$, pero al valer las dos resistencias lo mismo, el factor es -1. Vemos, por tanto que no se cumple de forma exacta para ninguno de los casos, sin embargo, son valores muy similares los que se obtienen:

$$K_{\text{resistencia}} = -48.72/150 = -0.32$$

$$K_{\text{condensador}} = 105.9/-318.3 = -0.33$$

$$K_{\text{bobina}} = -10.46/31.42 = -0.33$$

5. NIC5

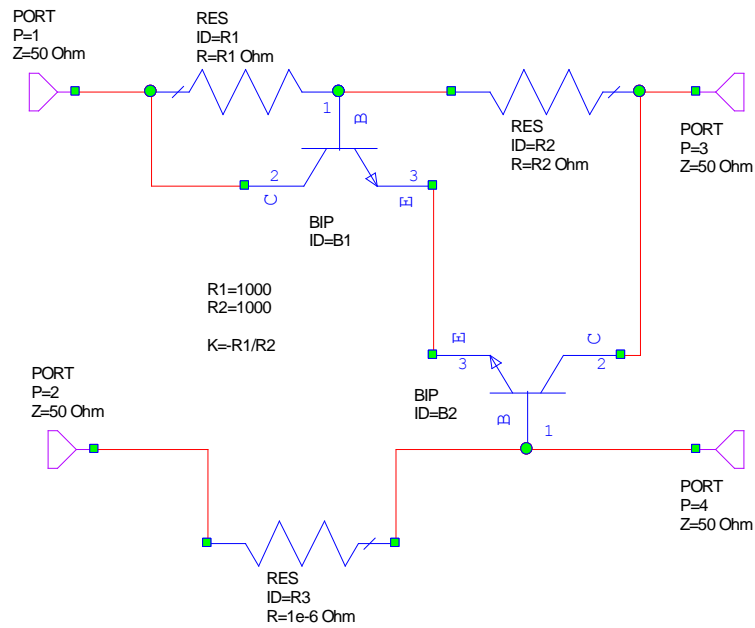


Figura 2264: NIC5

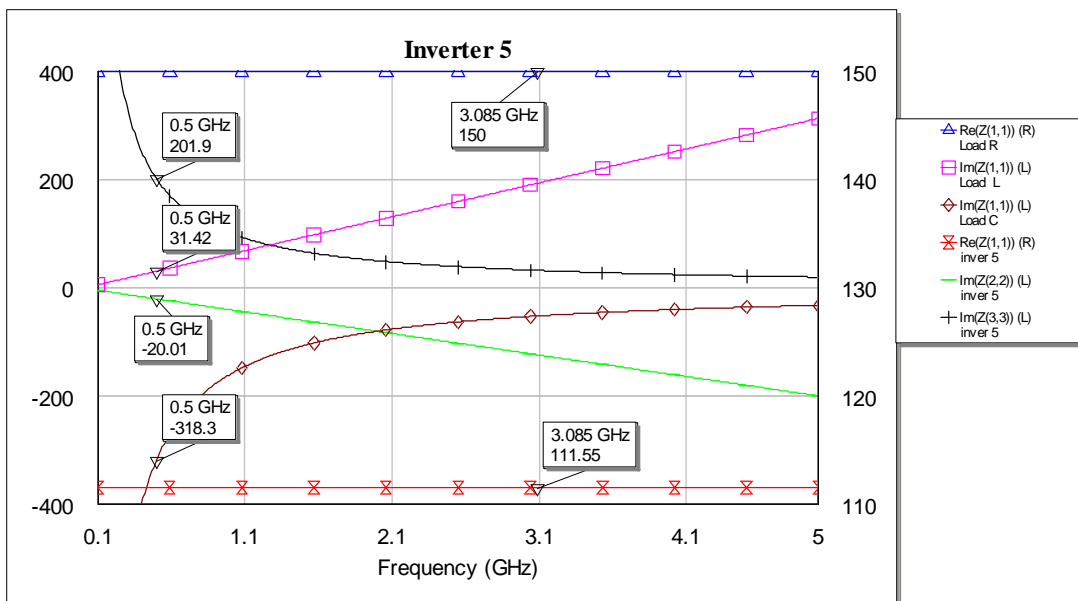


Figura 227: Resultados NIC5 ideal

En este caso, los valores para los tres casos, son más semejantes que en los NIC anteriores, con errores cercanos al 30%.

En este caso el factor de inversión es $K=-R_1/R_2$, pero al valer las dos resistencias lo mismo, el factor es -1. Vemos, por tanto que no se cumple de forma exacta para ninguno de los casos:

$$K_{\text{resistencia}} = 111.55/150 = -0.74$$

$$K_{\text{condensador}} = 201.9/-318.3 = -0.634$$

$$K_{\text{bobina}} = -20.01/31.42 = -0.637$$

6. NIC6

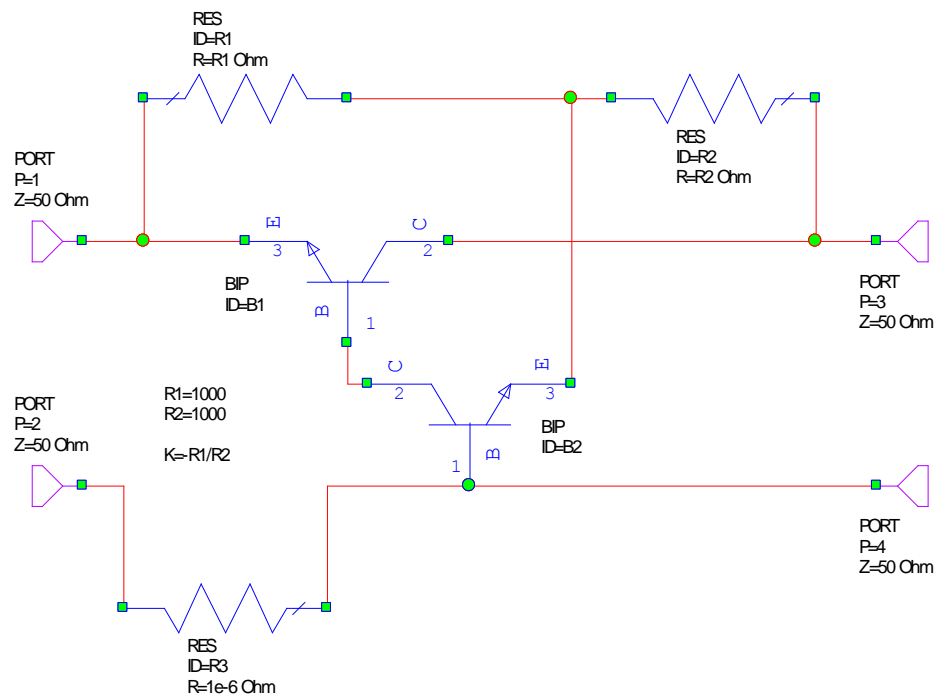


Figura 228: NIC6

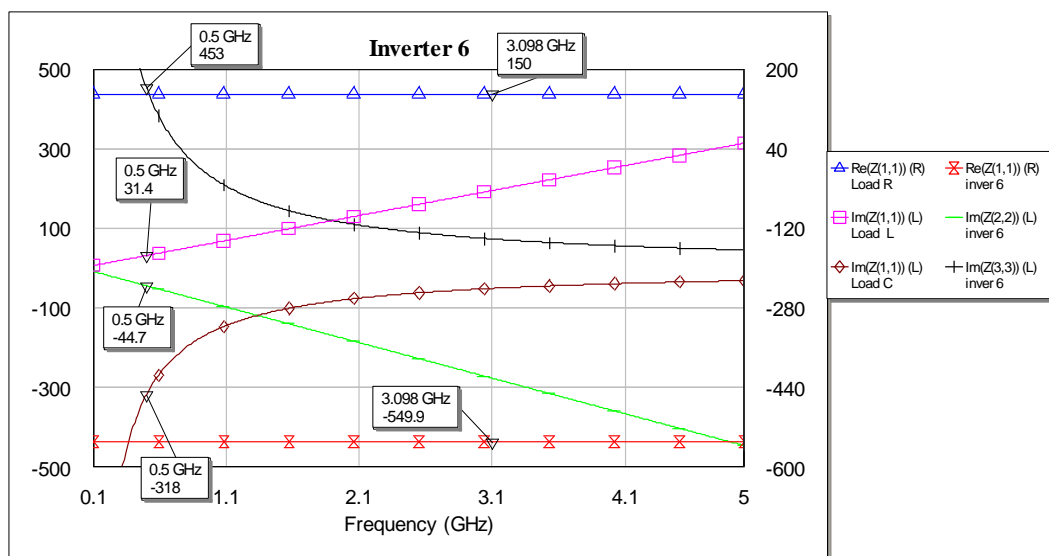


Figura 229: Resultados NIC6 ideal

Los valores para la bobina y el condensador presentan un error cercano al 30%. Sin embargo, la resistencia en este caso no es válida porque hay una diferencia del 72.72%.

En este caso el factor teórico de inversión es $K=-R_1/R_2$, pero al valer las dos resistencias lo mismo, el factor es -1. Vemos, por tanto que no se cumple de forma exacta para ninguno de los casos:

$$K_{\text{resistencia}} = 150/-549.9 = -0.27$$

$$K_{\text{condensador}} = -318/453 = -0.7$$

$$K_{\text{bobina}} = 31.4/-44.7 = -0.7$$

Se obtienen valores similares para la bobina y el condensador, pero no para la resistencia.

7. NIC7

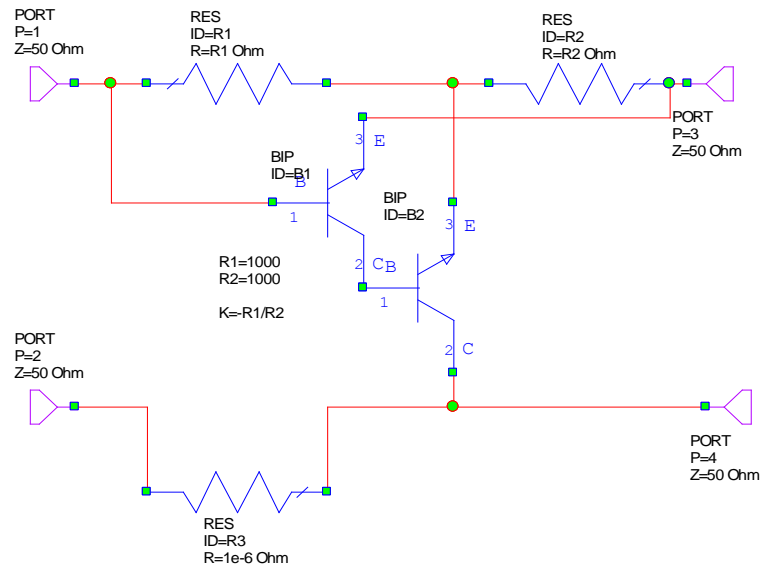


Figura 230: NIC7

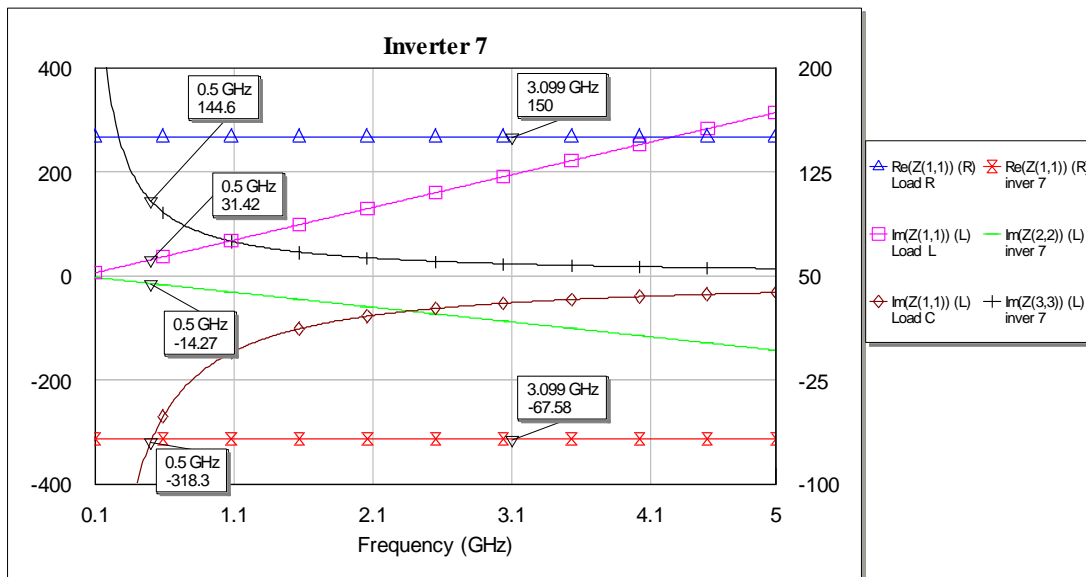


Figura 231: Resultados NIC7 ideal

En este caso, las formas son más semejantes pero los valores difieren en valores cercanos al 50%.

En este caso el factor de inversión es $K=-R_1/R_2$, pero al valer las dos resistencias lo mismo, el factor es -1. Vemos, por tanto que no se cumple de forma exacta para ninguno de los casos:

$$K_{\text{resistencia}} = -67.58/150 = -0.45$$

$$K_{\text{condensador}} = 144.6/-318.3 = -0.454$$

$$K_{\text{bobina}} = -14.27/31.42 = -0.454$$

Los factores de inversión obtenidos tienen valores muy similares.

8. NIC8

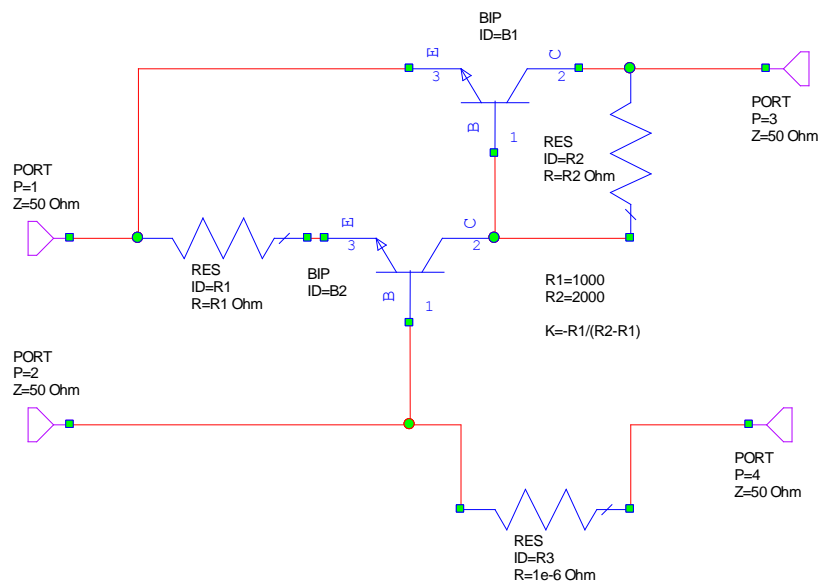


Figura 232: NIC8

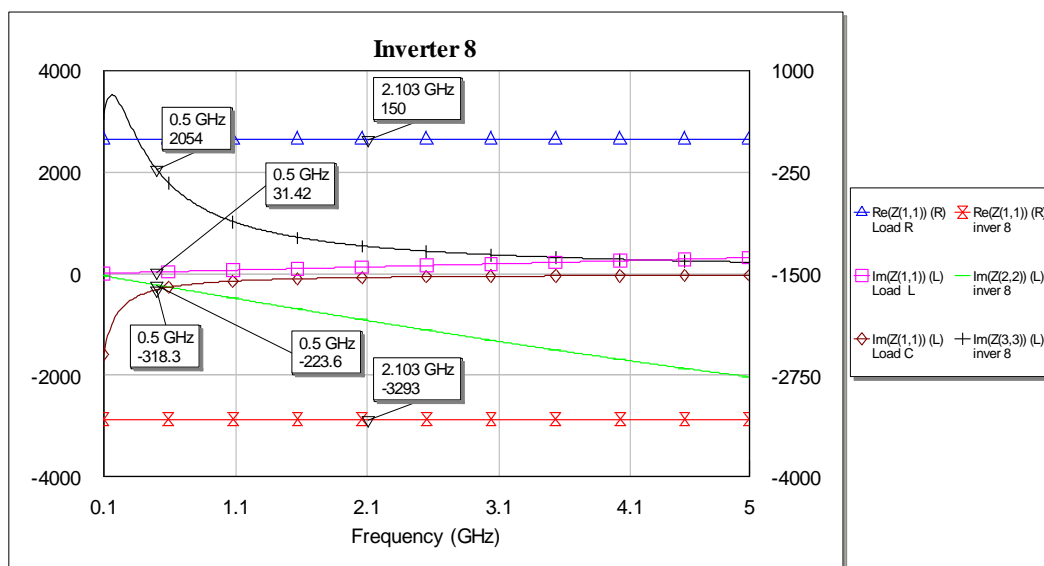


Figura 233: Resultados NIC8 ideal

Este NIC presenta unos resultados muy malos para los tres casos con errores superiores la 80%.

En este caso el factor de inversión es $K = -R_1/(R_2 - R_1)$, con valores $R_1=1000$ y $R_2=2000$, por lo que el valor teórico es de -1. Los valores prácticos son difíciles de obtener porque los resultados no son buenos.

$$K_{\text{resistencia}} = 150/-3293 = -0.0455$$

$$K_{\text{condensador}} = -318.3/2054 = -0.155$$

$$K_{\text{bobina}} = 31.42/-223.6 = -0.14$$

9. NIC9

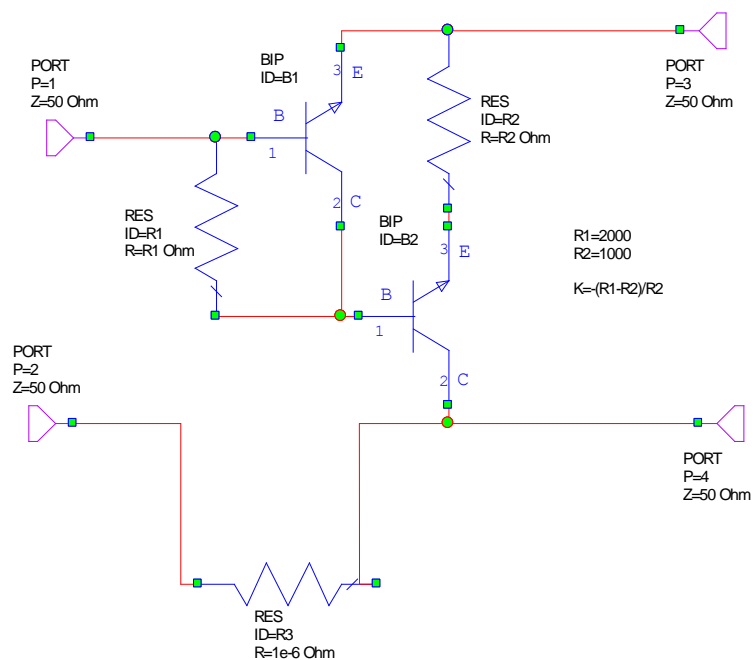


Figura 234: NIC9

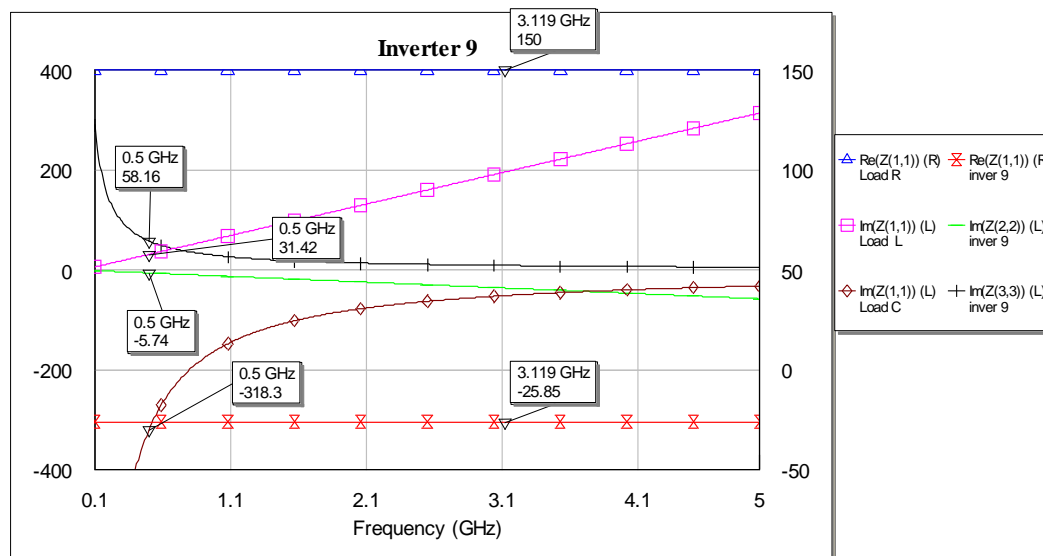


Figura 235: Resultados NIC9 ideal

Los resultados para los tres casos son muy dispares con errores superiores al 80%.

En este caso el factor de inversión es $K=-(R_1 - R_2)/R_2$ con valores $R_1=2000$ y $R_2=1000$, por lo que el valor teórico es de -1. Los valores prácticos son:

$$K_{\text{resistencia}} = -25.85/150 = -0.172$$

$$K_{\text{condensador}} = -58.16/-318.3 = -0.183$$

$$K_{\text{bobina}} = -5.74/31.42 = -0.183$$

Aunque estos valores no son -1, sí son muy parecidos entre sí.

10. NIC10

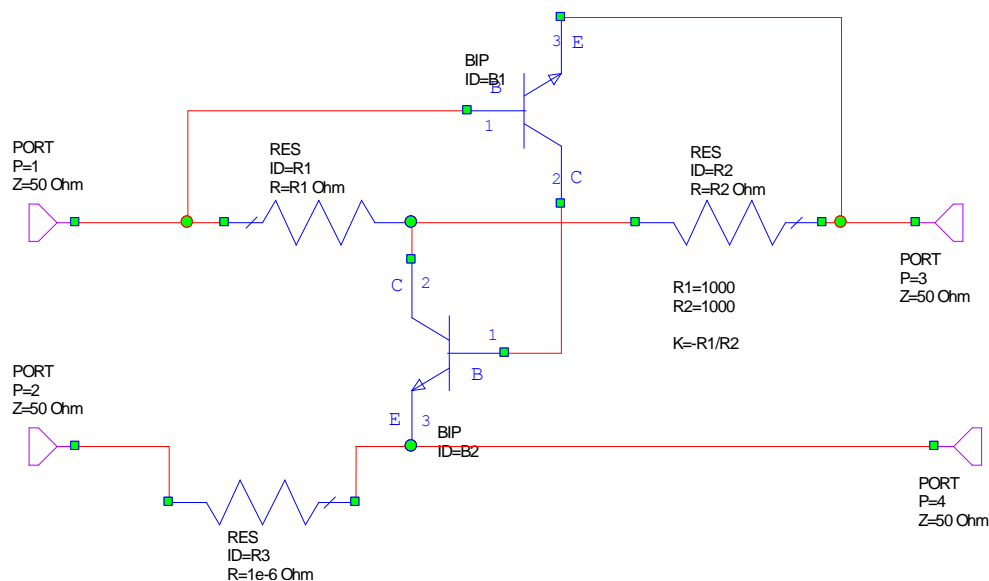


Figura 236: NIC10

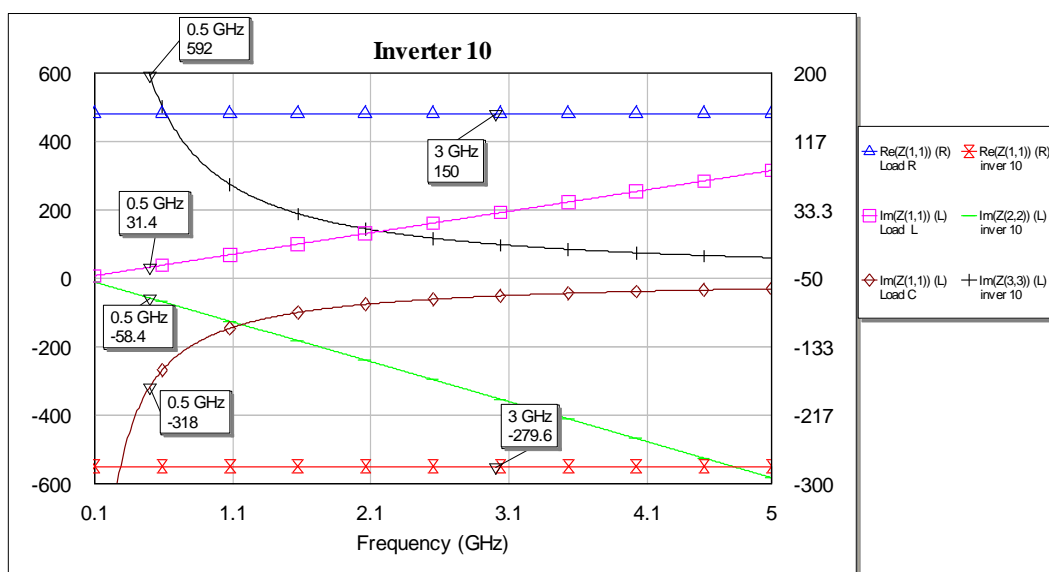


Figura 237: Resultados NIC10 ideal

La diferencia entre los valores es para los tres casos cercana al 46%.

En este caso el factor de inversión es $K = -R_1/R_2$, pero al valer las dos resistencias lo mismo, el factor es -1. Vemos, por tanto que no se cumple de forma exacta para ninguno de los casos, pero los valores son muy parecidos:

$$K_{\text{resistencia}} = 150/-279.6 = -0.536$$

$$K_{\text{condensador}} = -318/592 = -0.537$$

$$K_{\text{bobina}} = 31.4/-58.4 = -0.537$$

11. NIC11

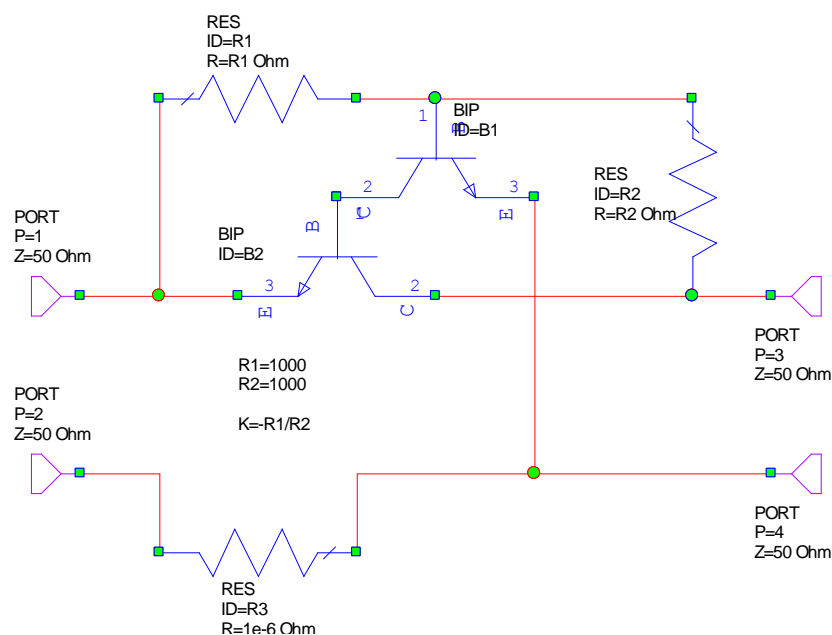


Figura 238: NIC11

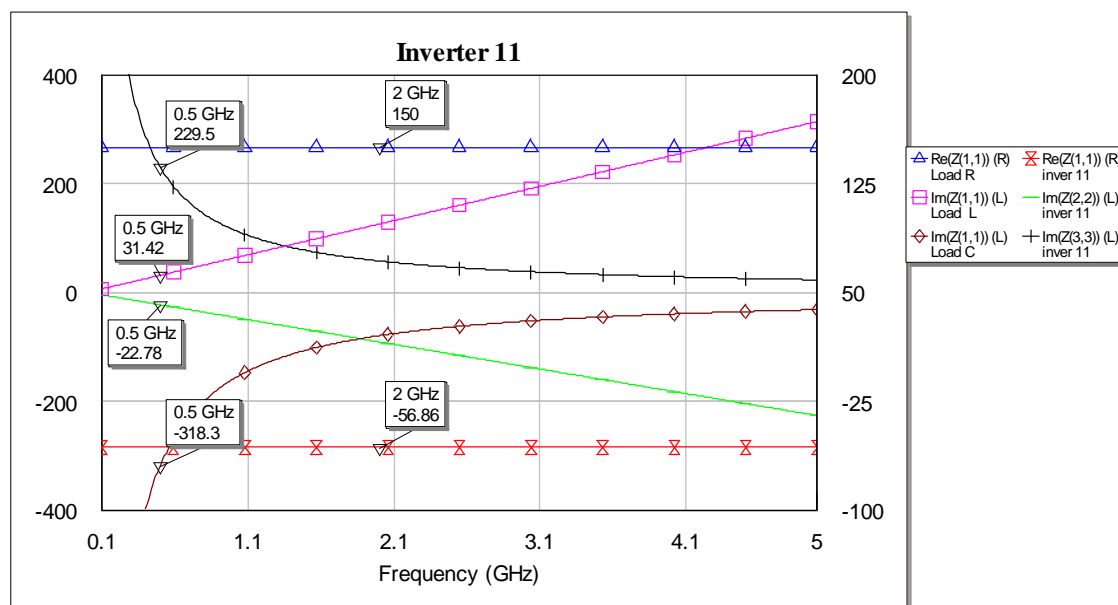


Figura 239: Resultados NIC11 ideal

Los resultados y las formas son muy semejantes para la bobina y el condensador, si bien para la resistencia el error supera el 60%.

En este caso el factor de inversión es $K = -R_1/R_2$, pero al valer las dos resistencias lo mismo, el factor es -1. Vemos, por tanto que no se cumple de forma exacta para ninguno de los casos:

$$K_{\text{resistencia}} = -56.86/150 = -0.379$$

$$K_{\text{condensador}} = 229.5/-318.3 = -0.721$$

$$K_{\text{bobina}} = -22.78/31.42 = -0.725$$

El factor de inversión para la bobina y el condensador es semejante, pero para la resistencia es diferente.

12. NIC12

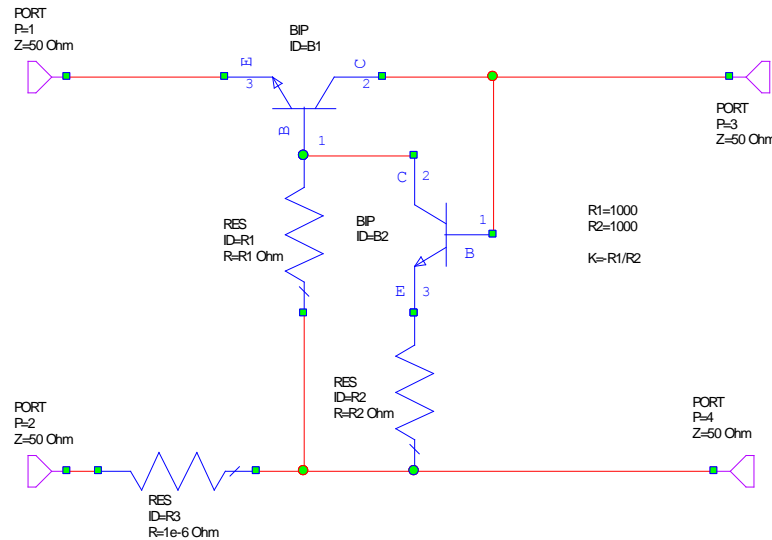


Figura 240: NIC12

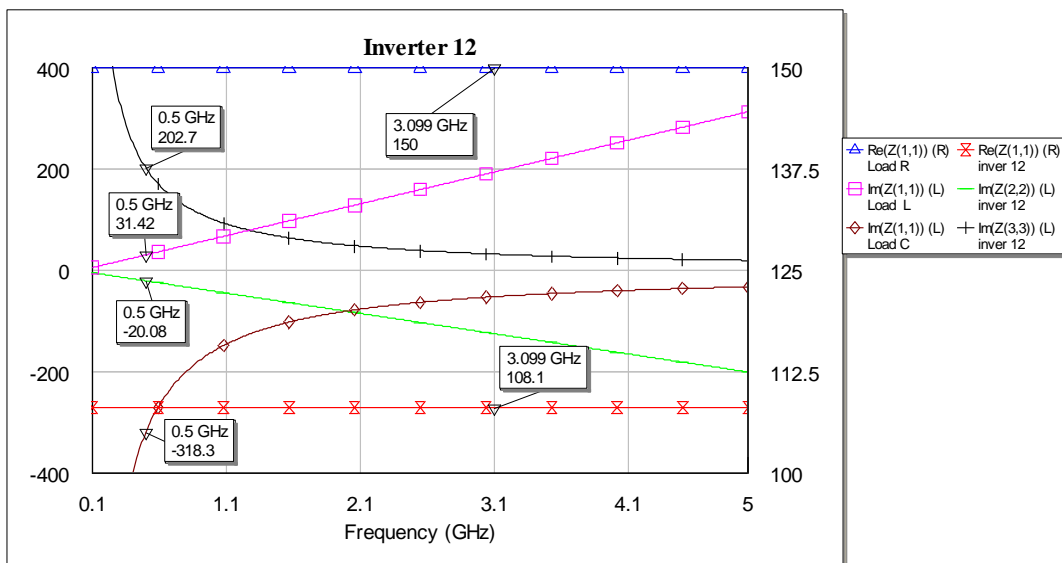


Figura 241: Resultados NIC12 ideal

En este caso, los resultados sí pueden ser válidos ya que presentan unos valores bastantes semejantes.

En este caso el factor de inversión es $K=-R_1/R_2$, pero al valer las dos resistencias lo mismo, el factor es -1. Vemos, por tanto que no se cumple de forma exacta para ninguno de los casos:

$$K_{\text{resistencia}} = -108.1/150 = -0.72$$

$$K_{\text{condensador}} = 202.7/-318.3 = -0.637$$

$$K_{\text{bobina}} = -20.08/31.42 = -0.639$$

Vemos que los valores son similares para los tres casos.

13. NIC12b

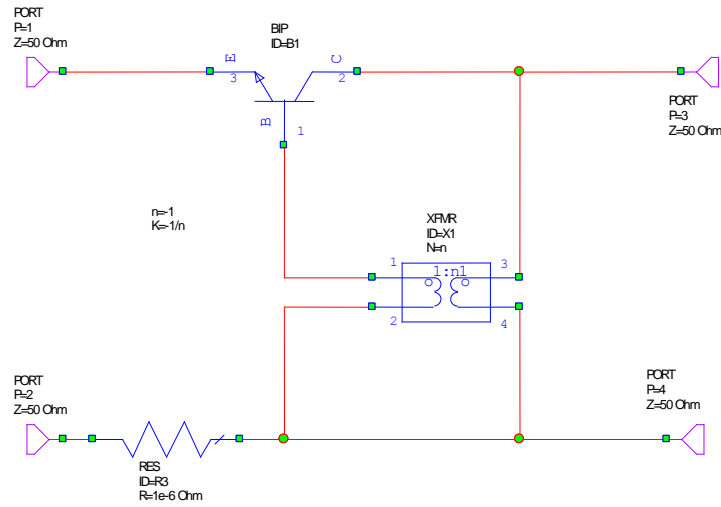


Figura 242: NIC12b

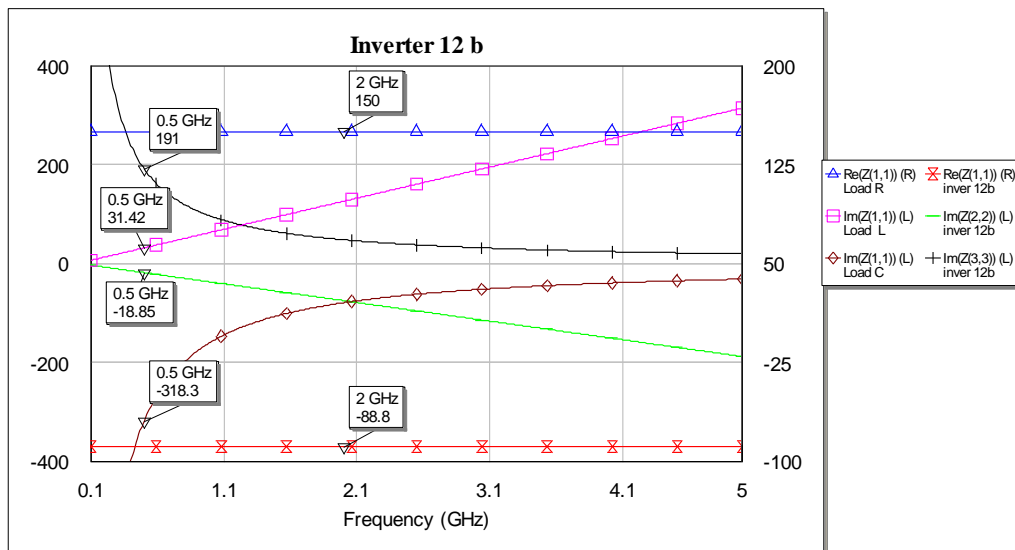


Figura 243: Resultados de NIC12b ideal

Los resultados en este caso son bastante aceptables con errores del 40% para los tres casos.

El factor de inversión es $K=-1/n$ con $n=1$, por lo que $K=-1$. Los valores prácticos son:

$$K_{\text{resistencia}} = -88.8/150 = -0.592$$

$$K_{\text{condensador}} = 191/-318.3 = -0.6$$

$$K_{\text{bobina}} = -18.85/31.42 = -0.599$$

El valor no es -1, pero son bastante similares entre sí.

2. Estudio de NIC con transistores modelados de forma lineal

En este caso, vamos a realizar un estudio similar al anterior, pero cambiando los transistores ideales por el transistor BFP193 de Siemens. De este modo, utilizamos el archivo .s2p que nos proporciona el fabricante para simular este transistor.

1) NIC1

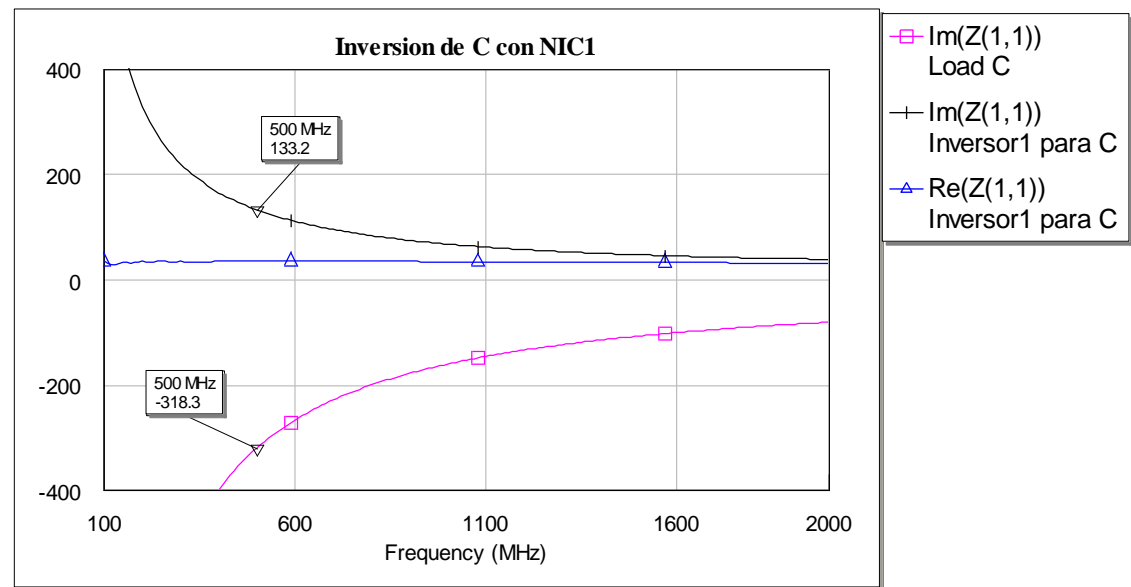


Figura 244: Resultados para inversión de C con NIC1 con transistor lineal

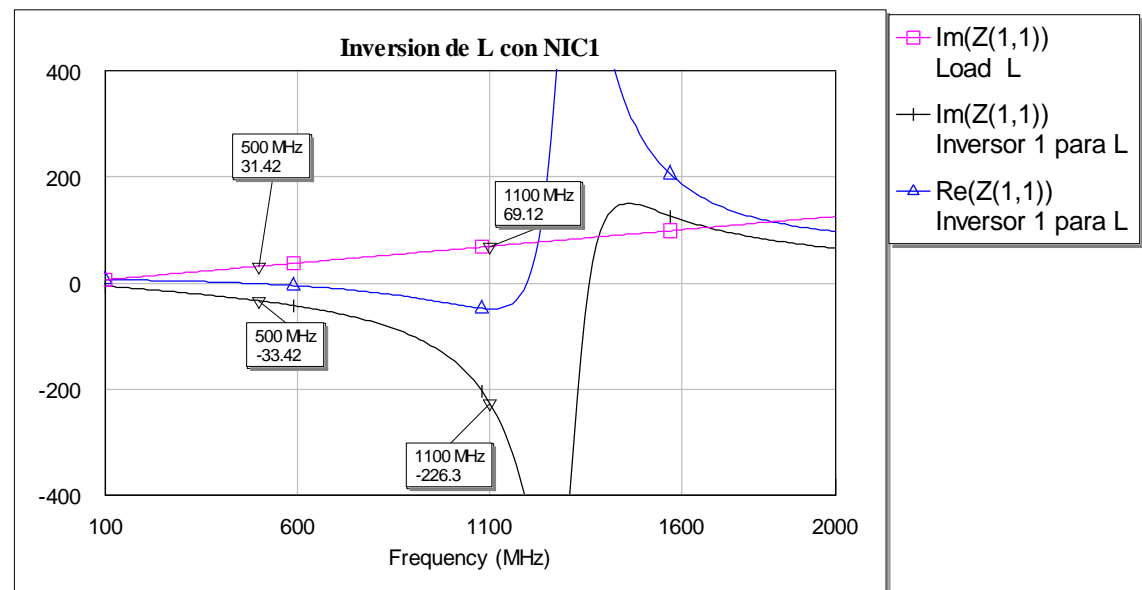


Figura 2453: Resultados para L y NIC1 con transistor lineal

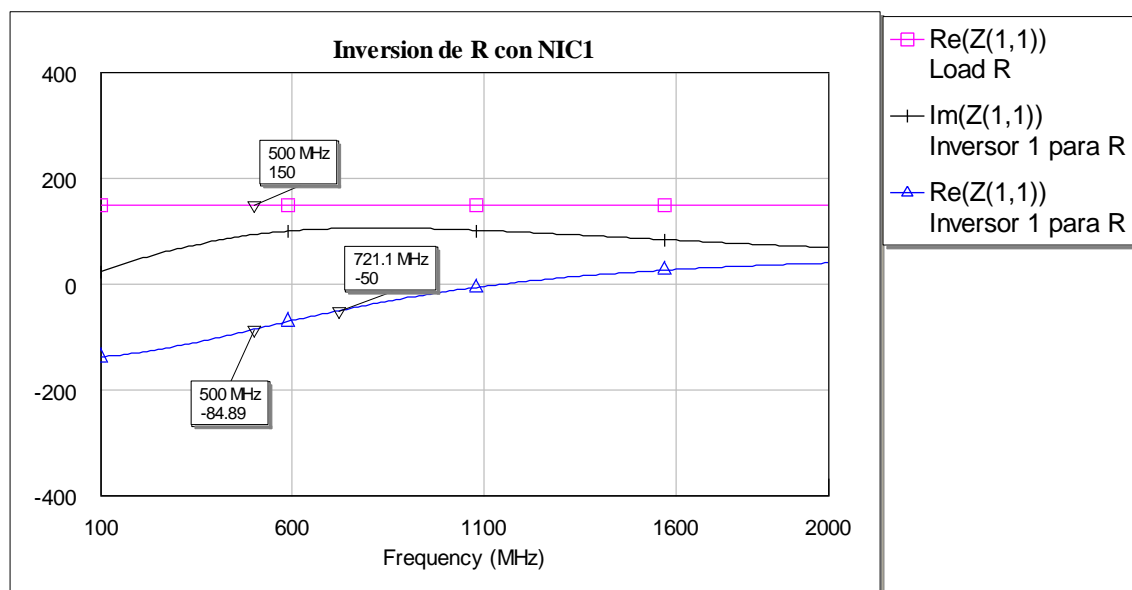


Figura 246: Resultados para R y NIC1 con transistor lineal

Vemos que los resultados difieren mucho de la forma ideal, sobre todo para las frecuencias mayores en el caso de la bobina y de la resistencia. Sin embargo, para un rango en torno a la frecuencia de interés (500MHz) sí pueden ser válidos.

Por otro lado, sabemos que el factor de inversión teórico es de -1. Los factores prácticos son:

$$K_{\text{condensador}} = 133.2 / -318.3 = -0.418$$

$$K_{\text{bobina}} = 31.42 / -33.42 = -0.94$$

$$K_{\text{resistencia}} = -84.89 / 150 = -0.566$$

Vemos que los factores de inversión no tienen que ver unos con otros, siendo el de la bobina el mejor de ellos, ya que está muy cercano al -1.

2) NIC2

Realizamos con el NIC2 el mismo estudio que con el NIC1 y obtenemos los siguientes resultados:

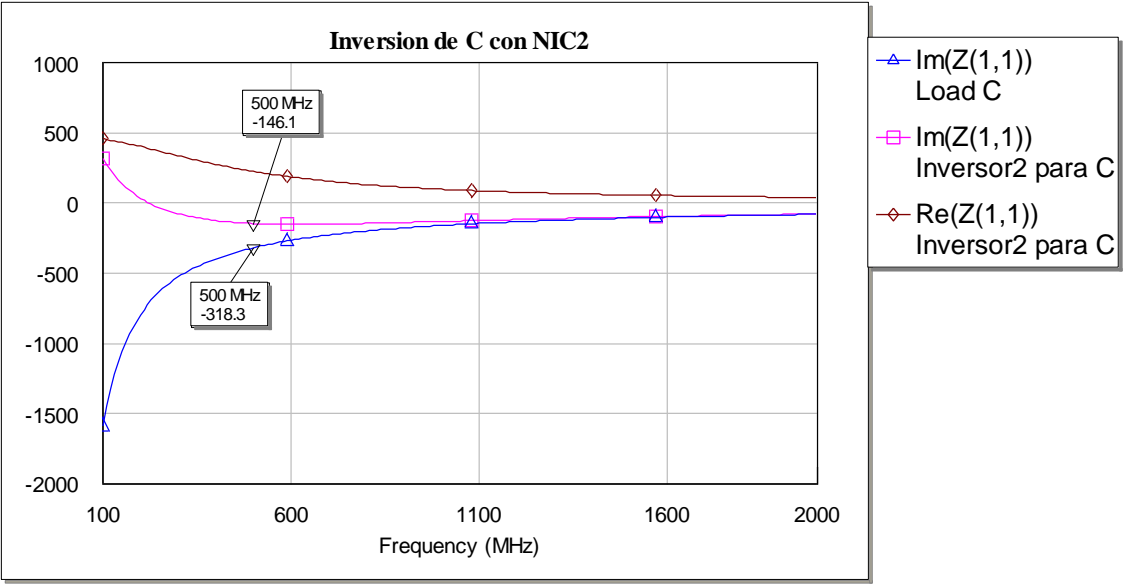


Figura 247: Resultados para C y NIC2 con transistor lineal

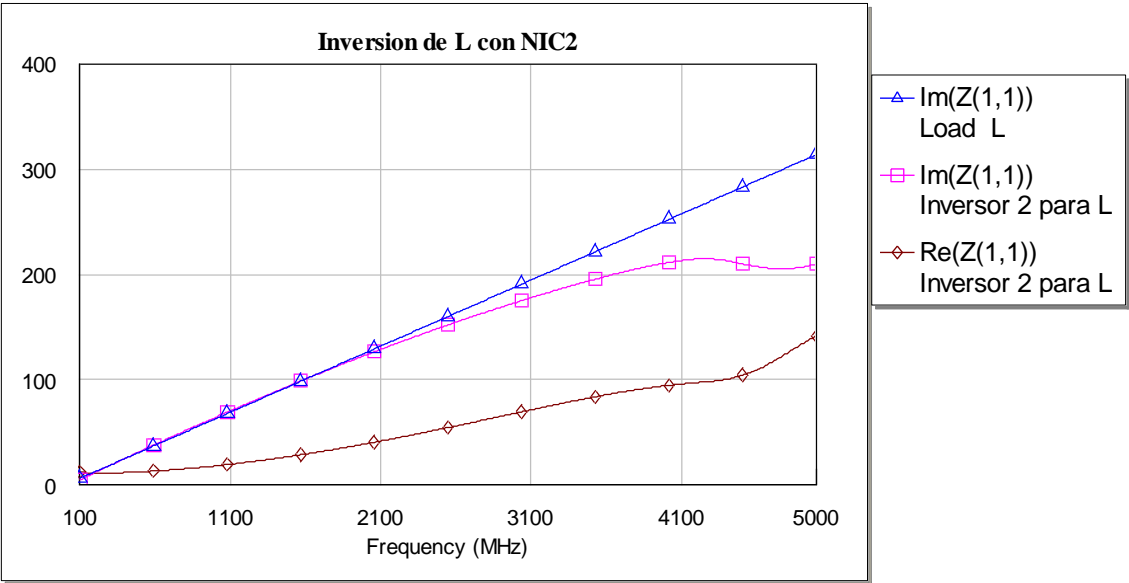


Figura 248: Resultados para L y NIC2 con transistor lineal

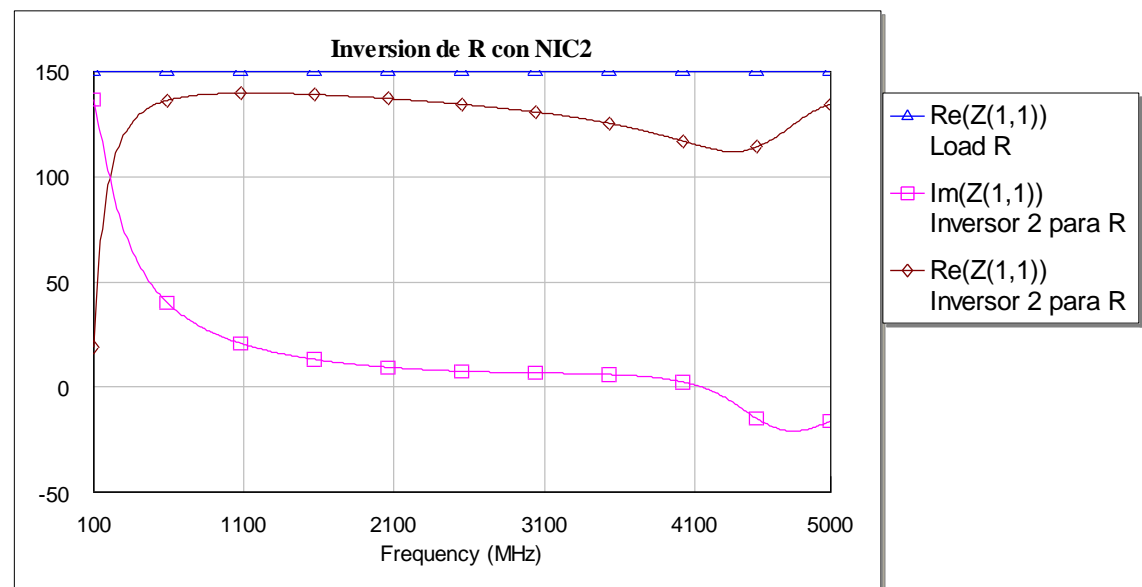


Figura 249: Resultados para R y NIC2 con transistor lineal

Podemos comprobar que este NIC no es válido ya que no invierte los valores para ninguno de los tres casos.

3) NIC3

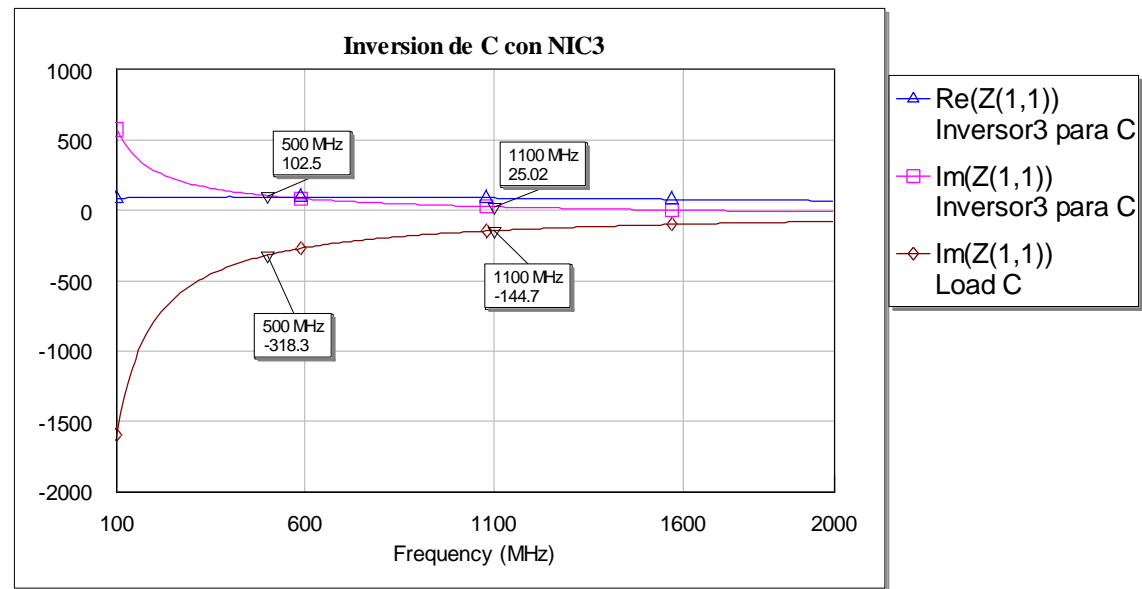


Figura 250: Resultados para C y NIC3 con transistor lineal

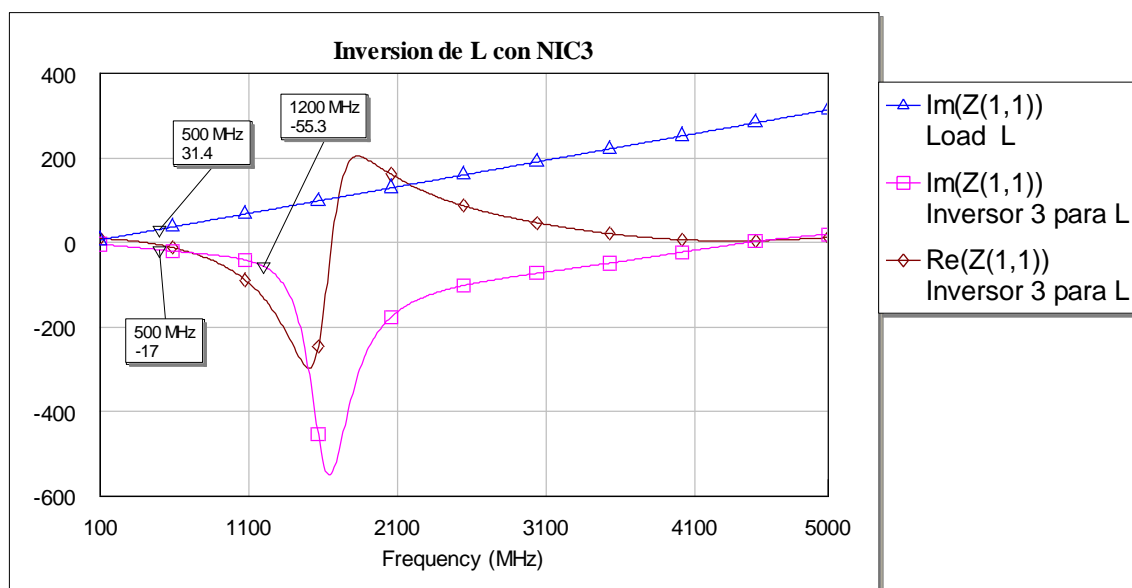


Figura 251: Resultados para L y NIC3 con transistor lineal

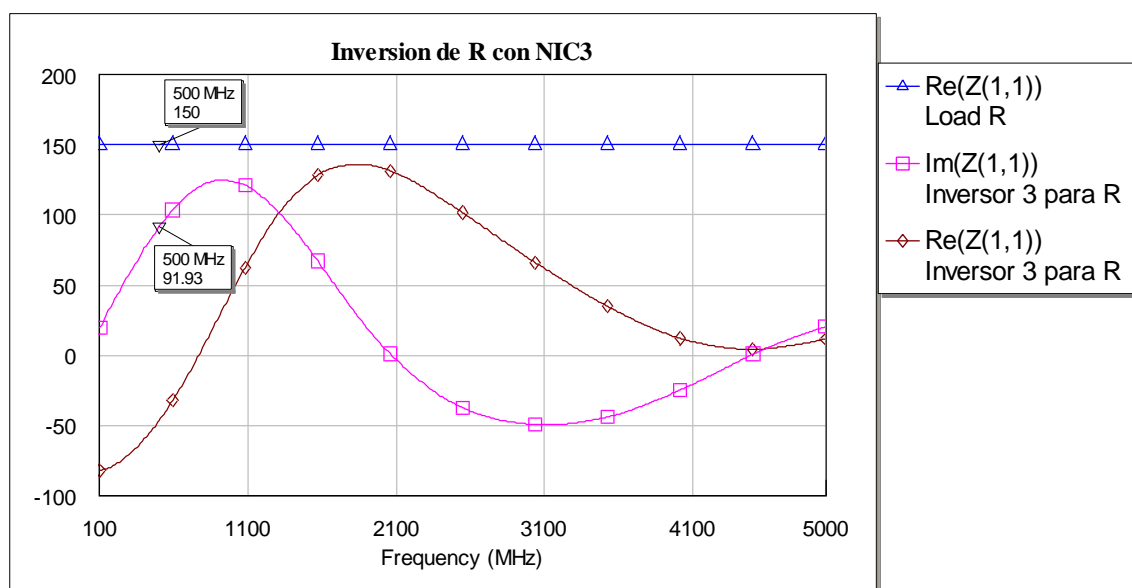


Figura 252: Resultados para R y NIC3 con transistor lineal

En este caso vemos que puede ser válido para el condensador y la bobina, para el rango de frecuencias de interés (menor de 1GHz). Sin embargo, para la resistencia los resultados son bastantes malos ya que los valores no son invertidos.

Por otro lado, sabemos que el factor de inversión teórico es de -1 y los factores prácticos son:

$$K_{\text{condensador}} = 102.5 / -318.3 = -0.322$$

$$K_{\text{bobina}} = -17 / 31.4 = -0.541$$

4) NIC4

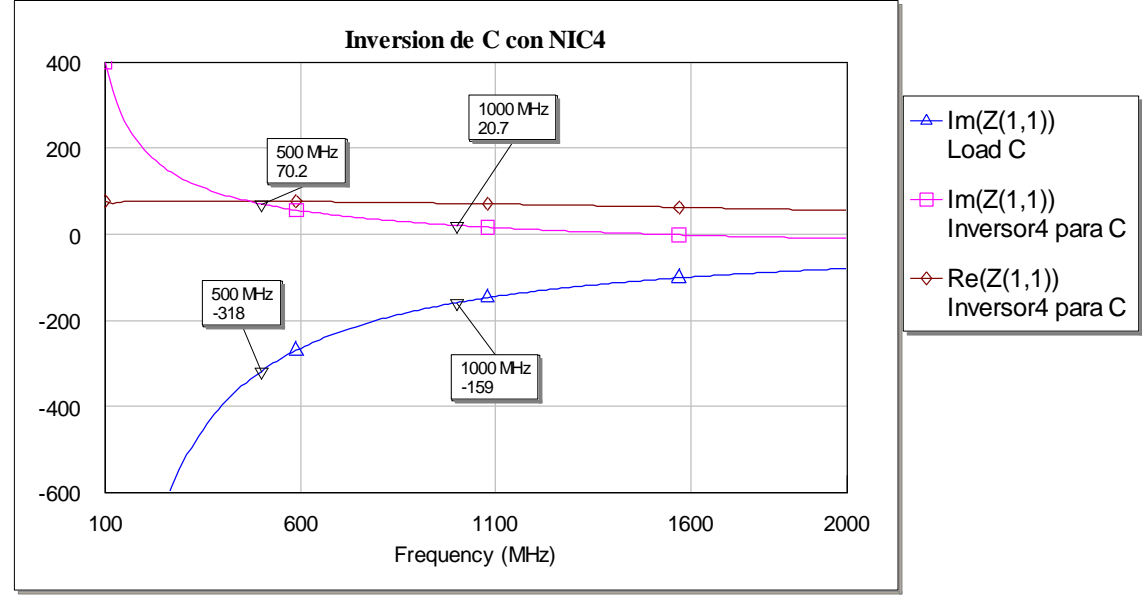


Figura 253: Resultados para C y NIC4 con transistor lineal

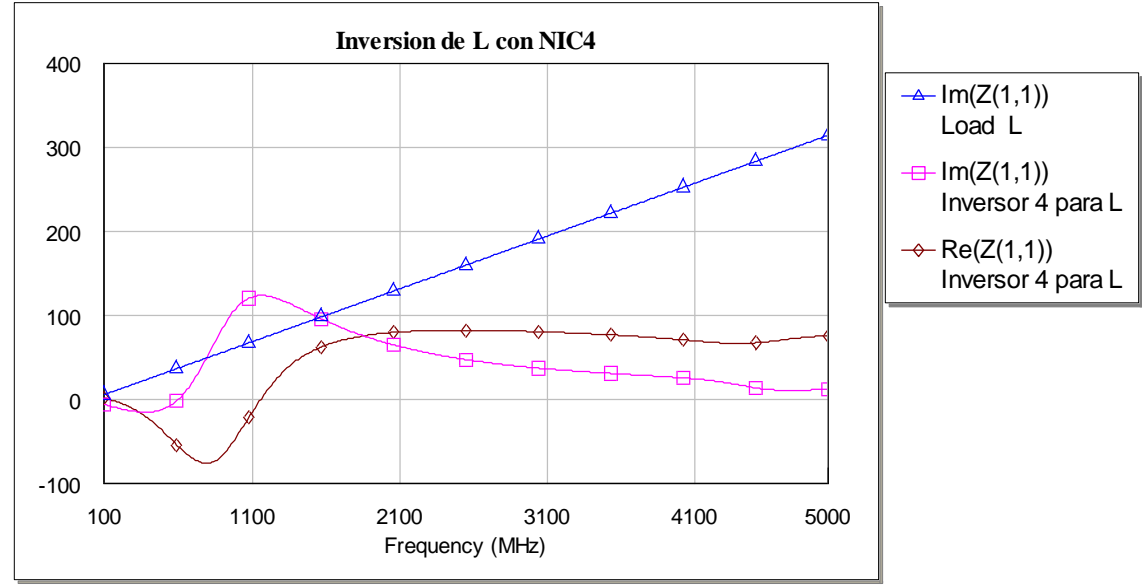


Figura 254: Resultados para L y NIC4 con transistor lineal

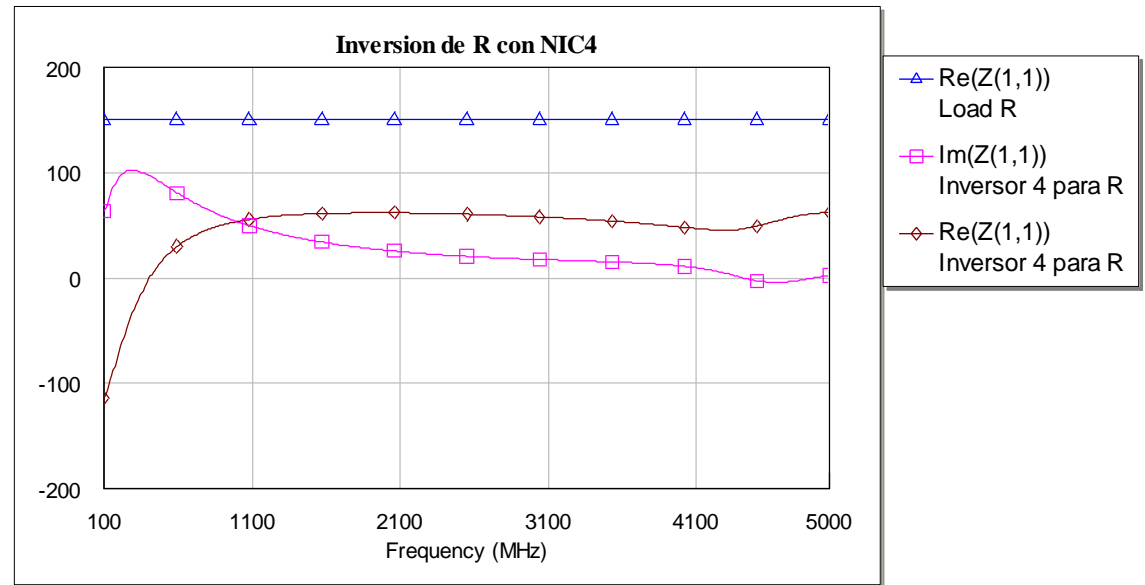


Figura 255: Resultados para R y NIC4 con transistor lineal

Vemos que para el condensador sí es válido pero no sirve ni para la bobina ni para la resistencia ya que no invierte los valores.

El factor de inversión teórico es -1, pero el factor práctico para el condensador es:

$$K_{\text{condensador}} = 70.2 / -318.3 = 0.22$$

5) NIC5

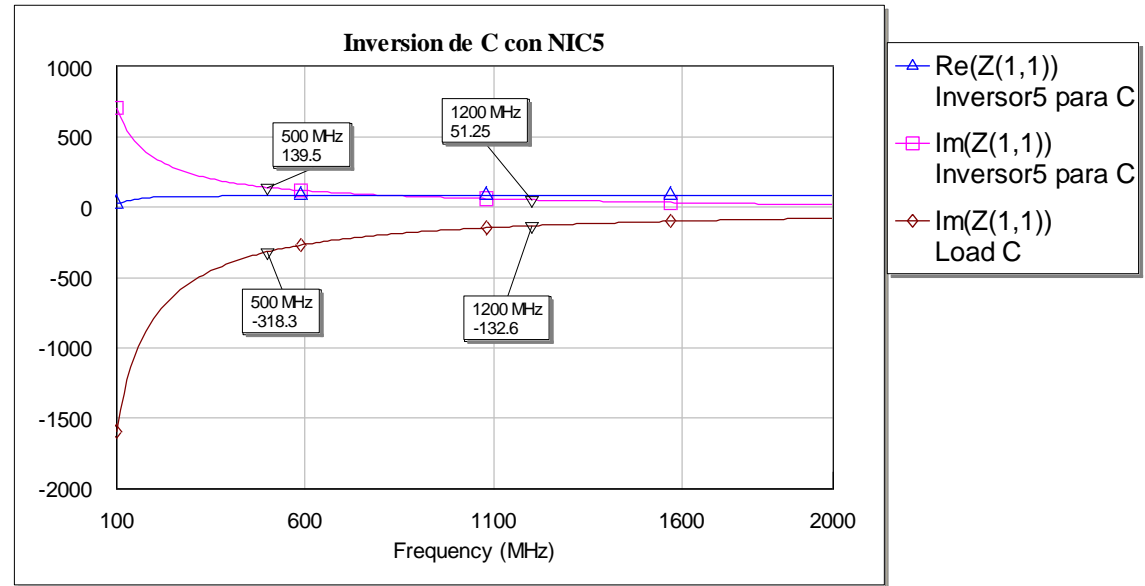


Figura 256: Resultados para C y NIC5 con transistor lineal

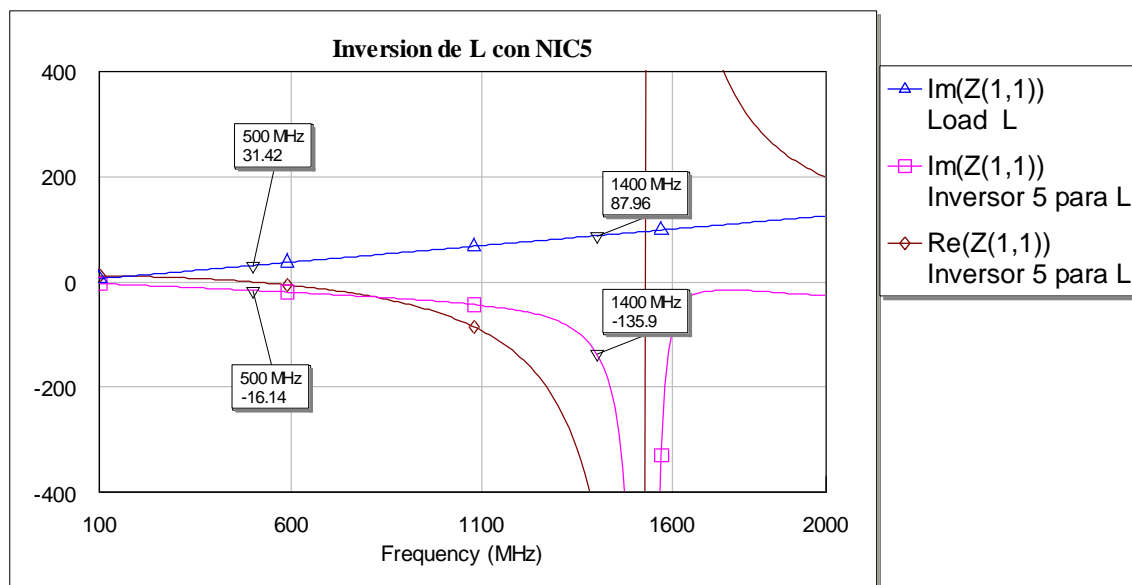


Figura 257: Resultados para L y NIC5 con transistor lineal

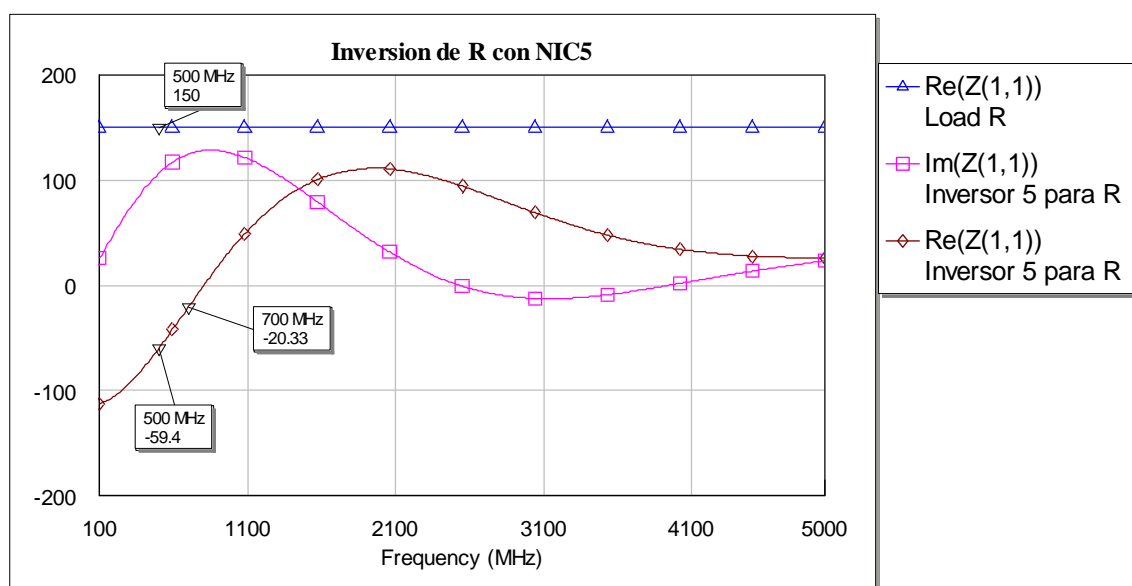


Figura 258: Resultados para R y NIC5 con transistor lineal

Este caso es válido para la bobina y el condensador en nuestro rango de interés. Sin embargo, para la resistencia el error que se comete es grande incluso en dicho rango, además a partir de 800MHz deja de invertir. Por otro lado, sabemos que el factor de inversión teórico es de -1. Los factores prácticos son:

$$K_{\text{condensador}} = 139.5 / -318.3 = -0.438$$

$$K_{\text{bobina}} = -16.14 / 31.42 = -0.514$$

$$K_{\text{resistencia}} = -59.4 / 150 = -0.396$$

6) NIC6

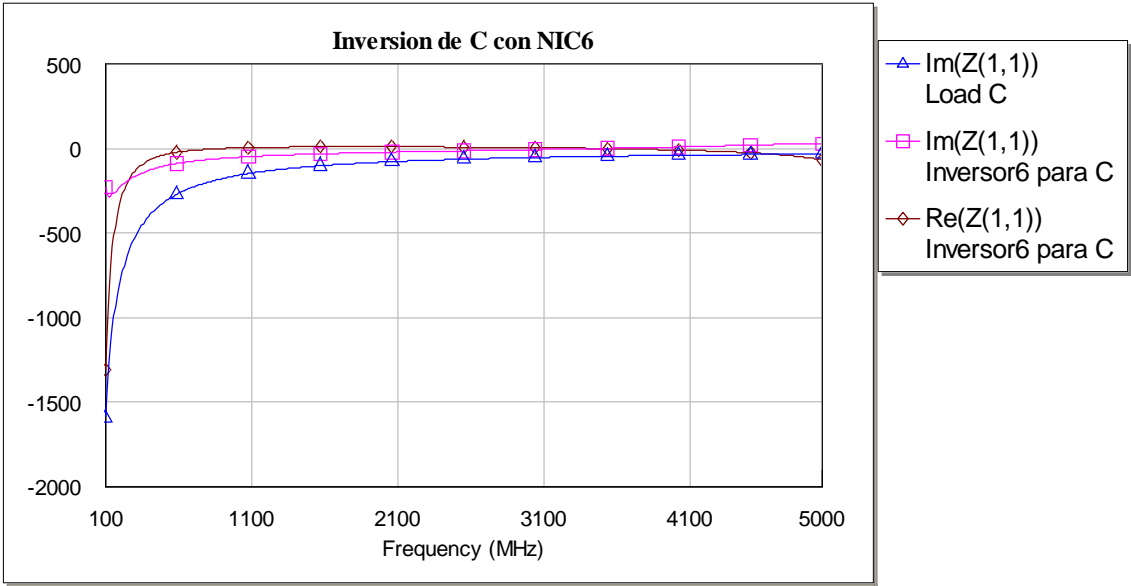


Figura 259: Resultados para C y NIC6 con transistor lineal

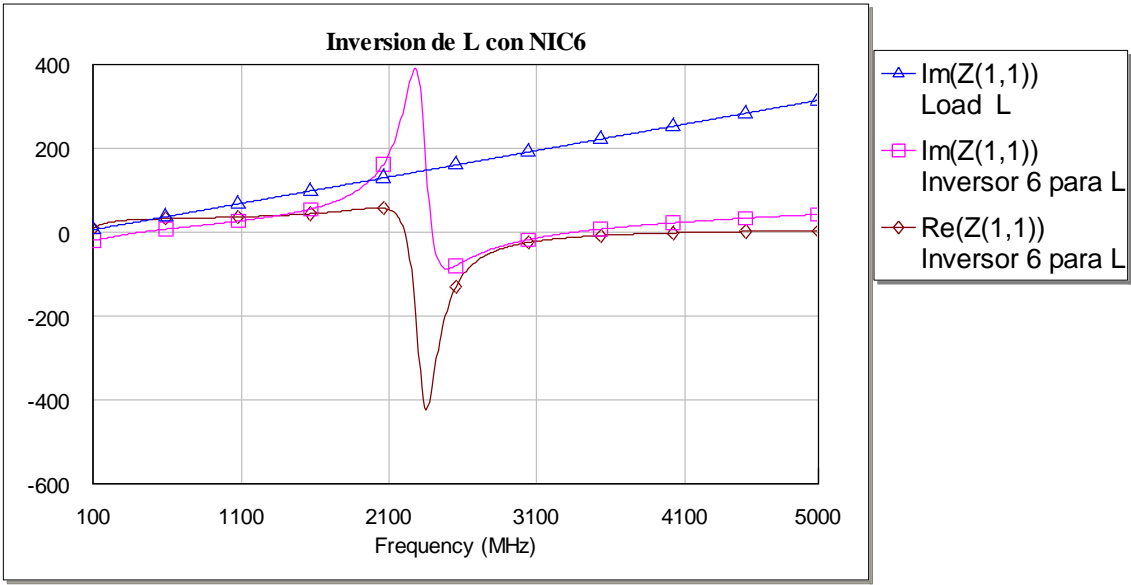


Figura 260: Resultados para L y NIC6 con transistor lineal

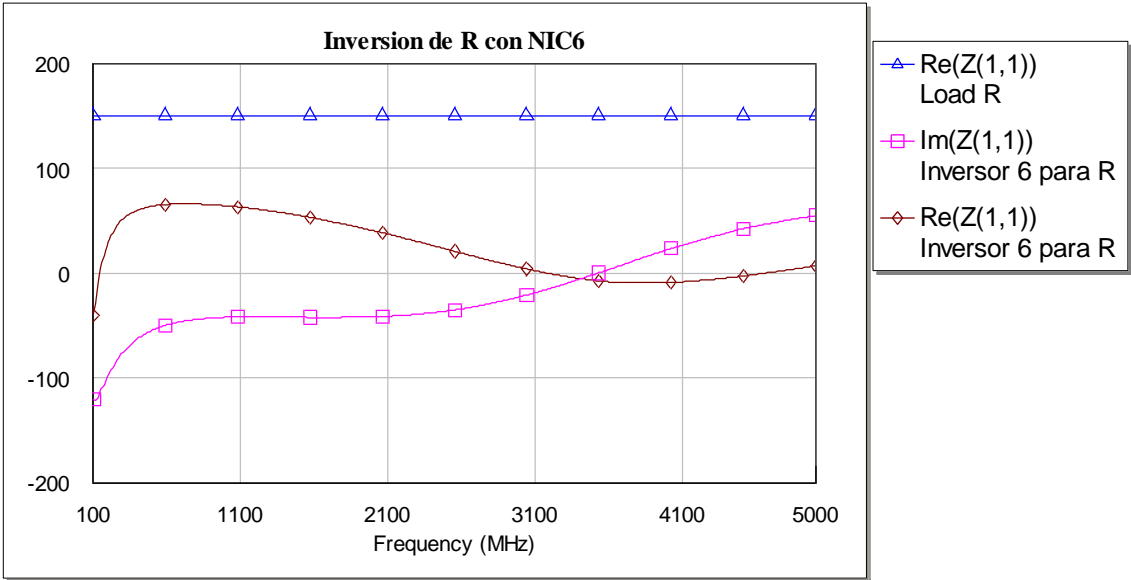


Figura 261: Resultados para R y NIC6 con transistor lineal

Vemos que los resultados con este NIC no son correctos para ninguno de los tres casos, ya que no invierte los valores.

7) NIC7

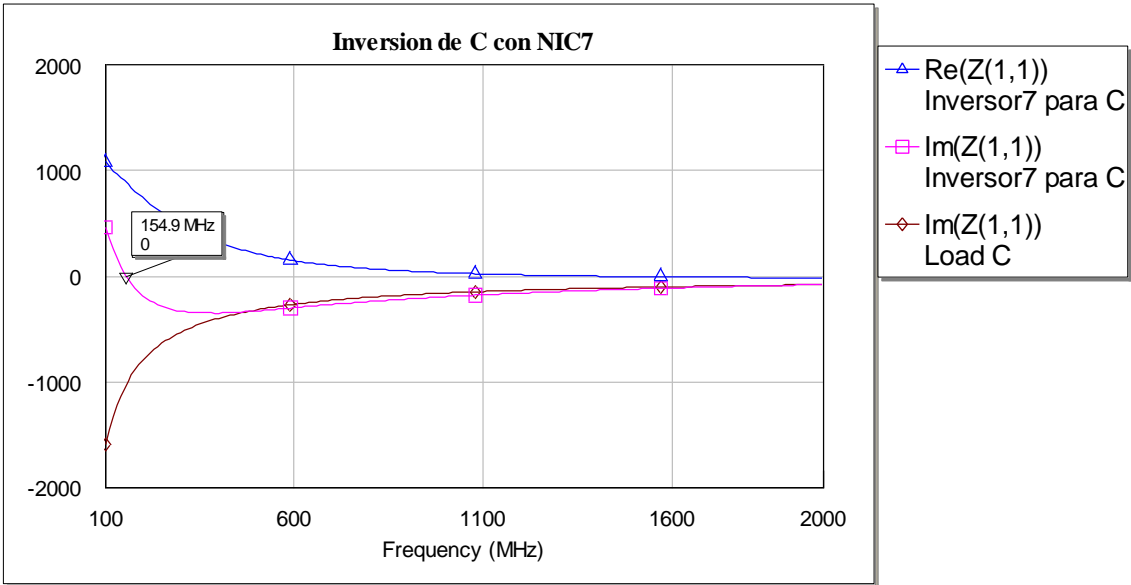


Figura 262: Resultados para C y NIC7 con transistor lineal

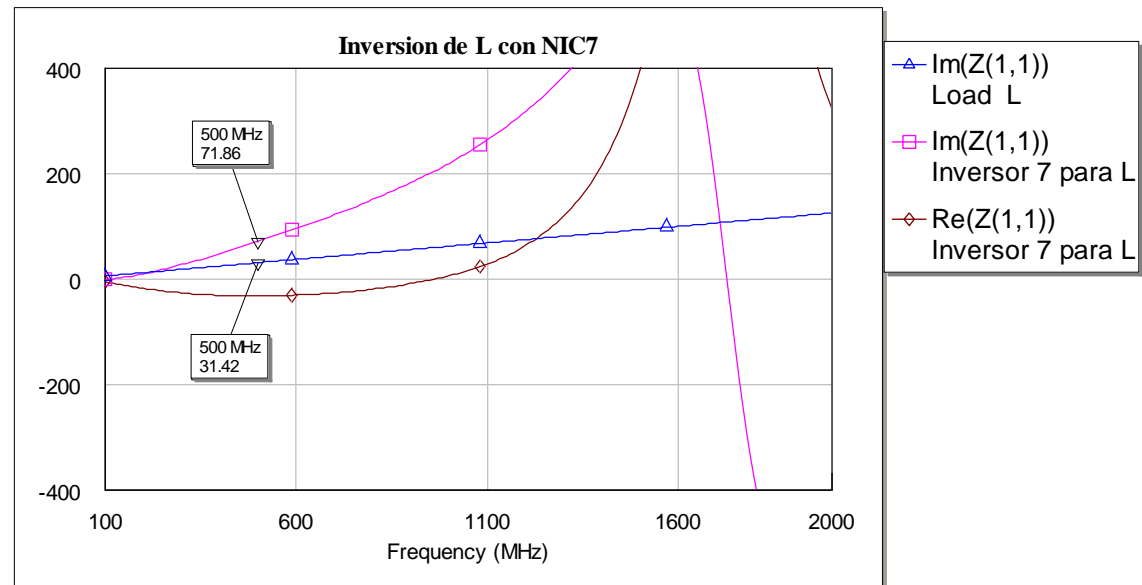


Figura 263: Resultados para L y NIC7 con transistor lineal

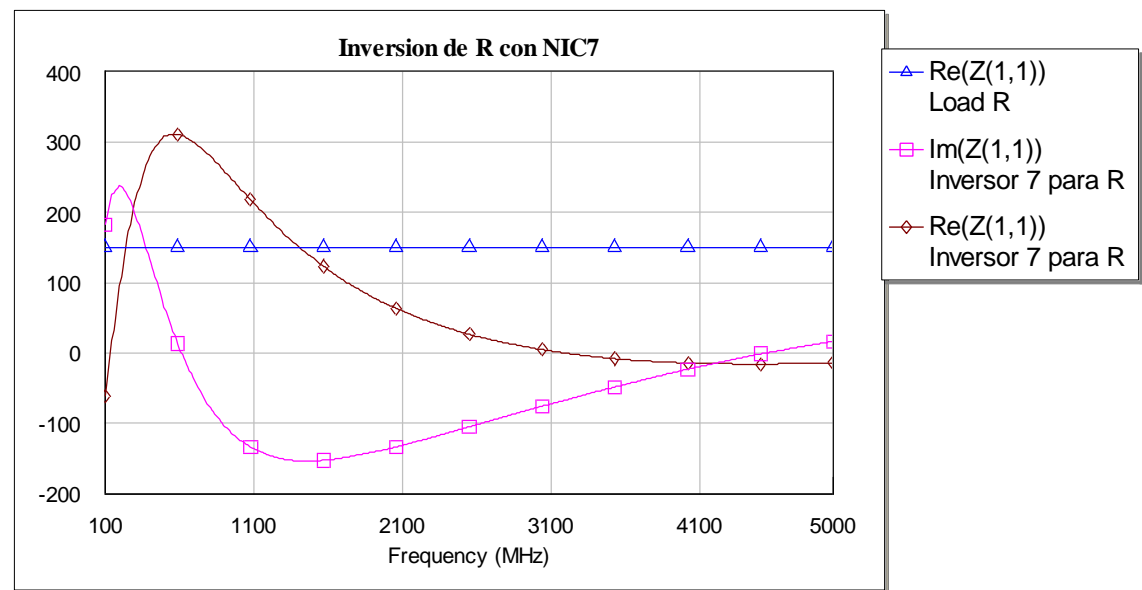


Figura 264: Resultados para R y NIC7 con transistor lineal

El comportamiento de este NIC no es correcto para el condensador, ya que sólo invierte hasta un valor de 155MHz. Tanto para la bobina como para la resistencia, los resultados no son correctos.

8) NIC8

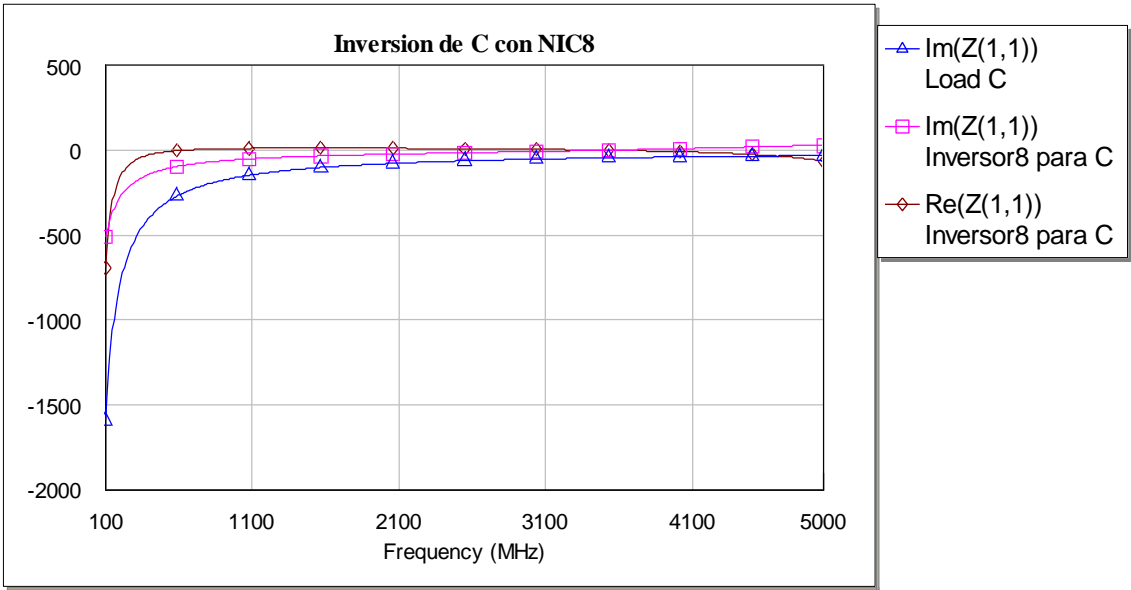


Figura 265: Resultados para C y NIC8 con transistor lineal

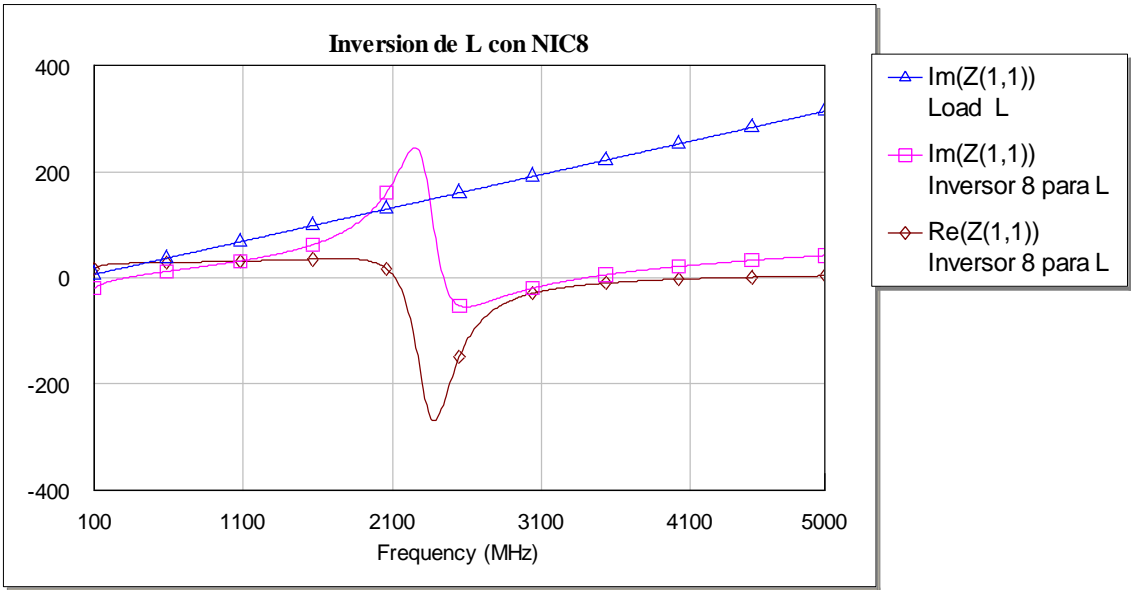


Figura 266: Resultados para L y NIC8 con transistor lineal

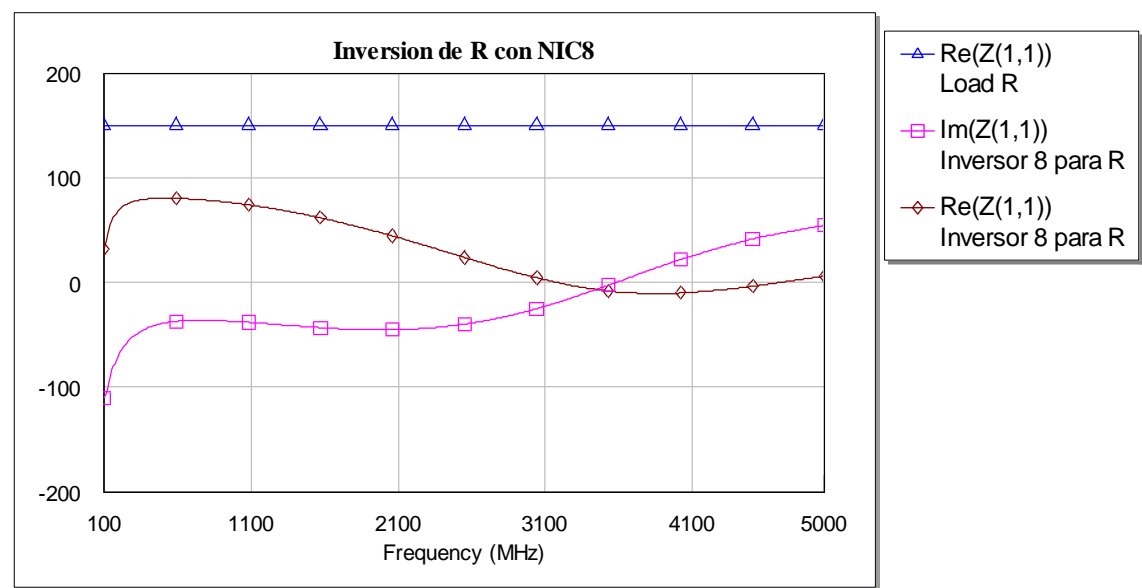


Figura 267: Resultados para R y NIC8 con transistor lineal

Este NIC no es válido en ningún caso, puesto que no invierte bien.

9) NIC9

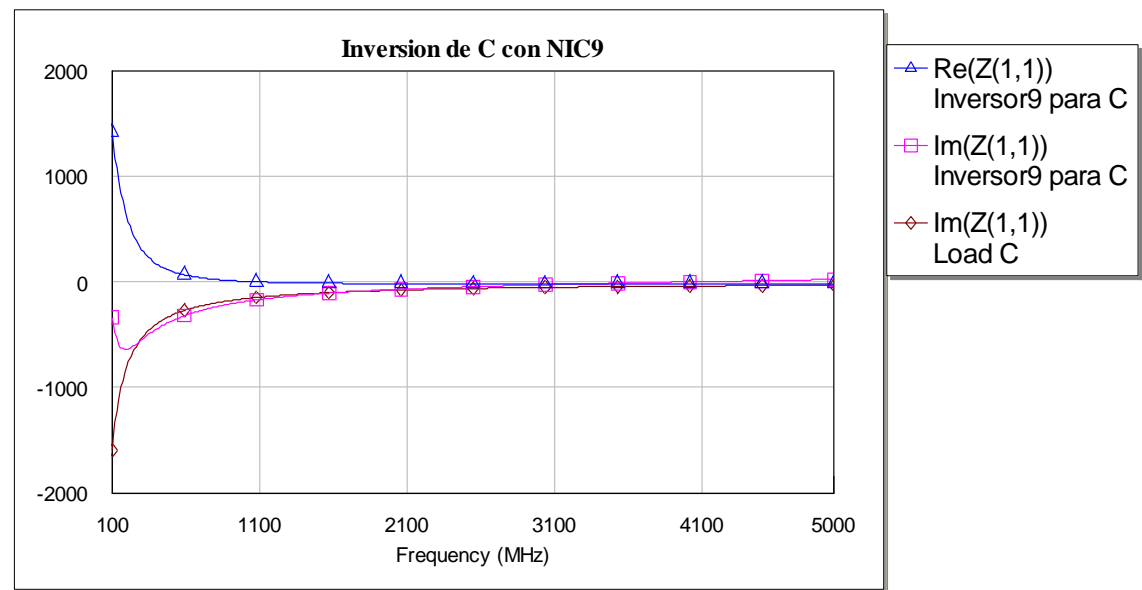


Figura 268: Resultados para C y NIC9 con transistor lineal

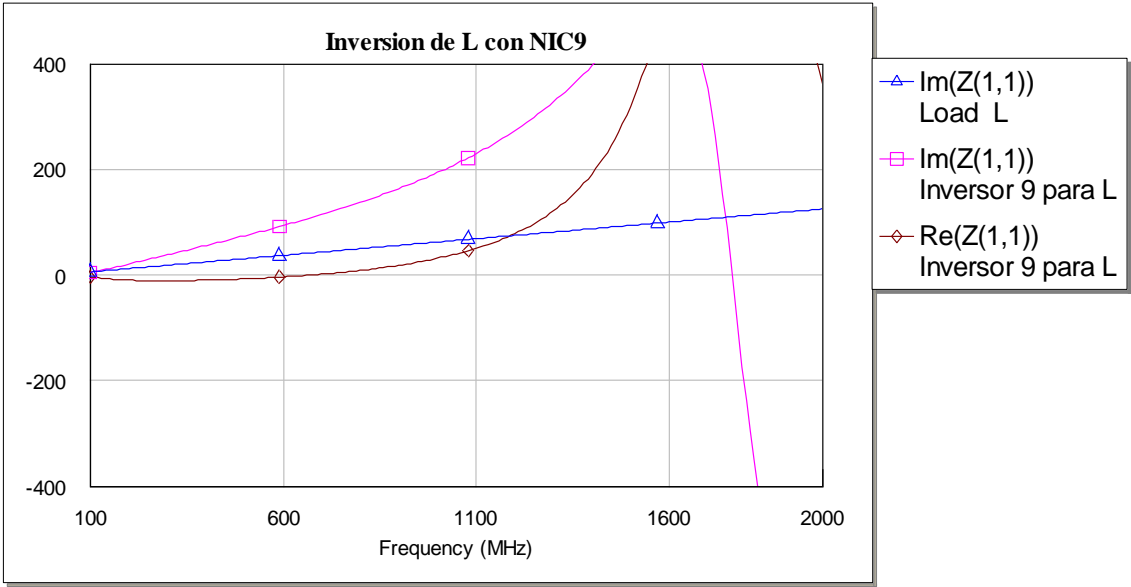


Figura 269: Resultados para L y NIC9 con transistor lineal

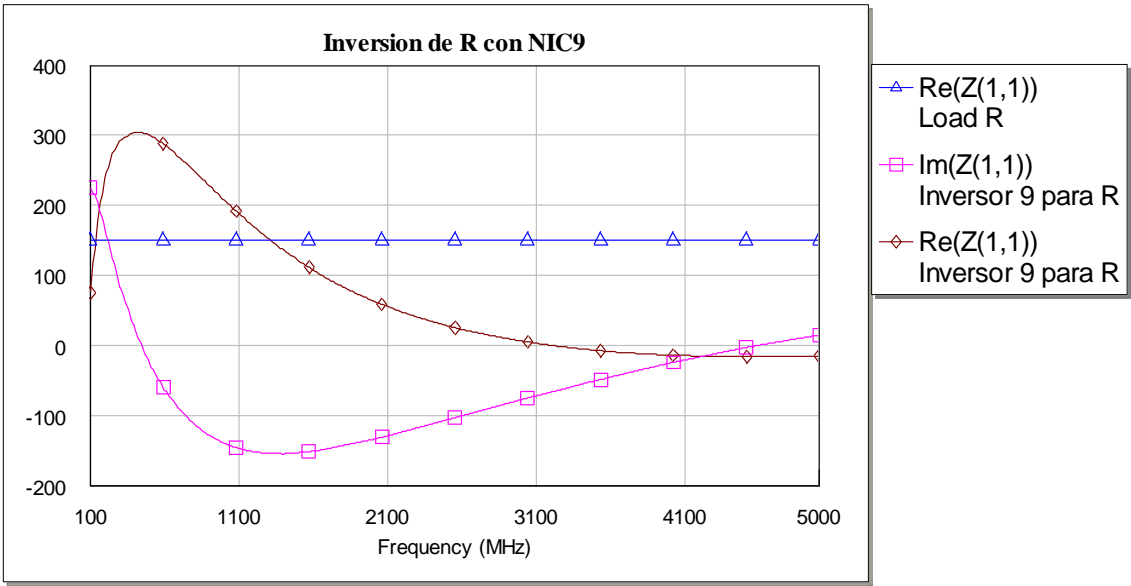


Figura 270: Resultados para R y NIC9 con transistor lineal

Este NIC tampoco es valido para ninguno de los tres casos.

10) NIC10

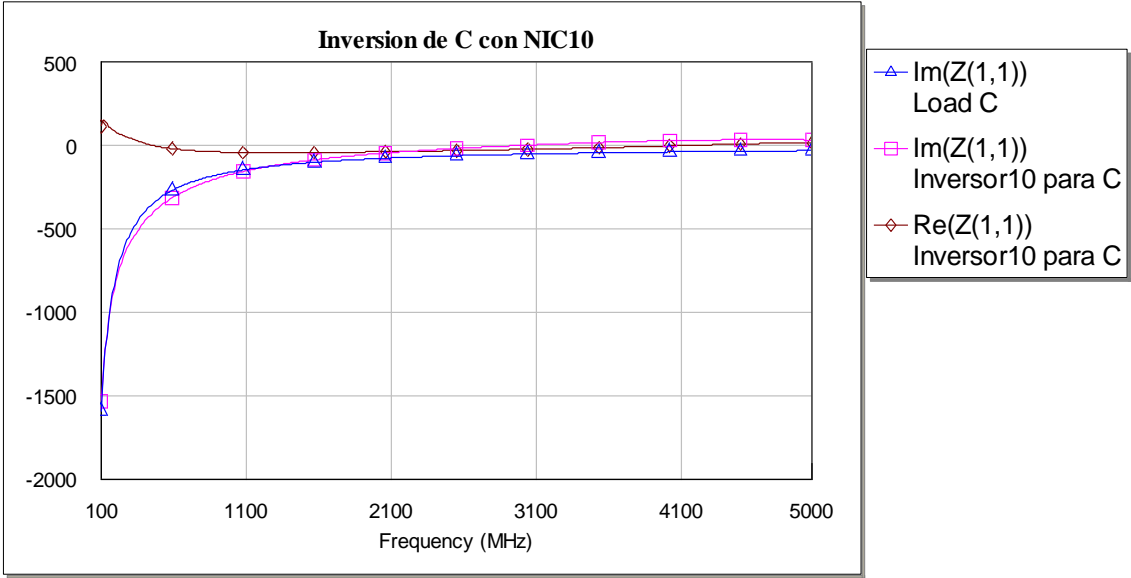


Figura 271: Resultados para C y NIC10 con transistor lineal

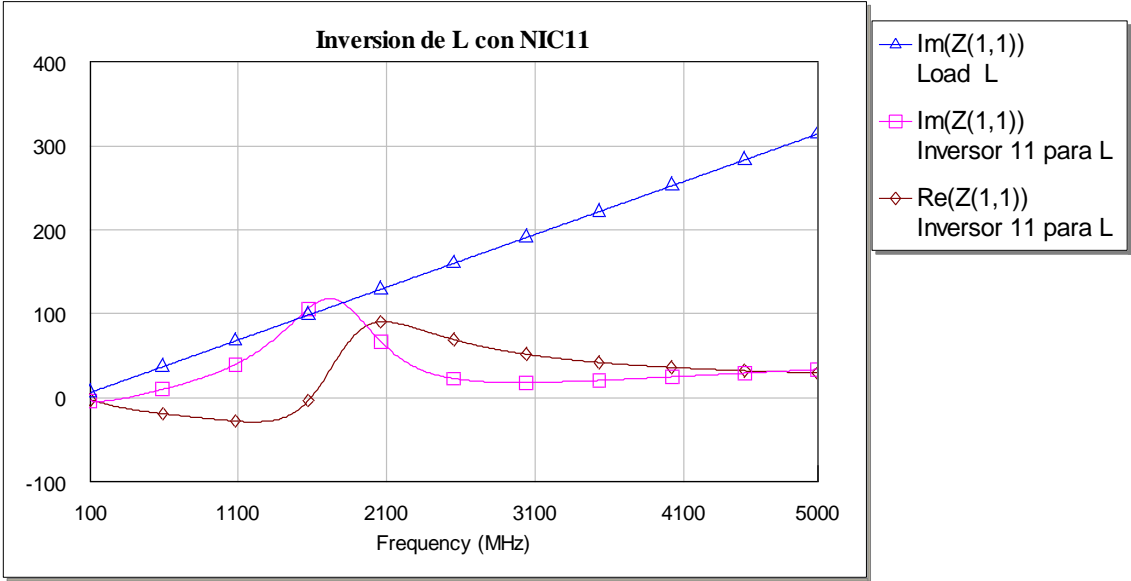


Figura 272: Resultados para L y NIC10 con transistor lineal

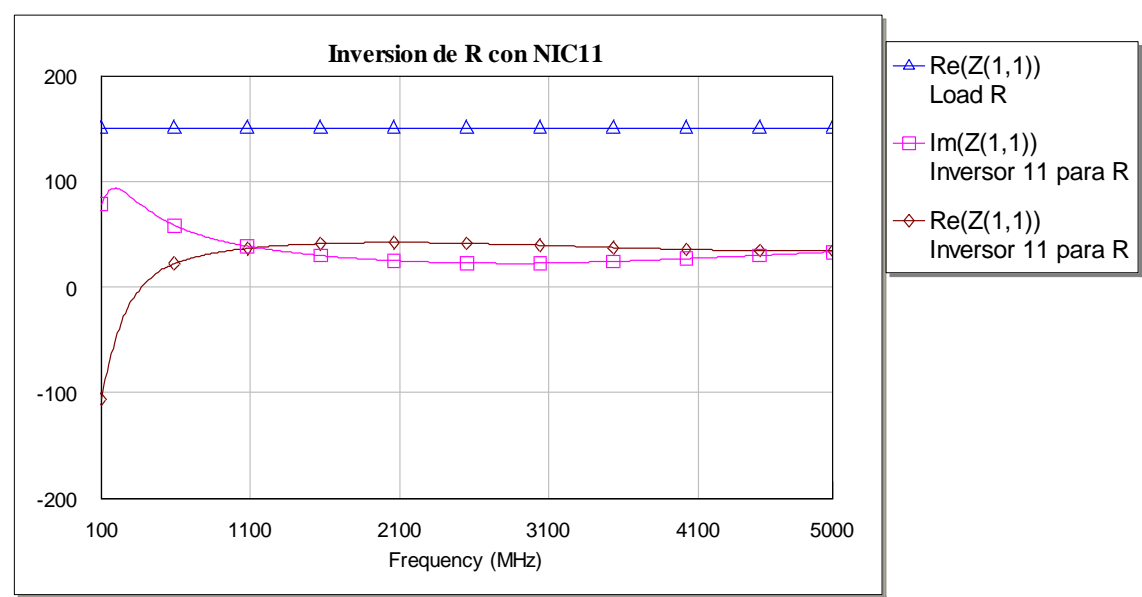


Figura 273: Resultados para R y NIC10 con transistor lineal

Podemos observar que este NIC no invierte los valores del condensador ni prácticamente los de la resistencia. Para la bobina los resultados tampoco son correctos.

11) NIC11

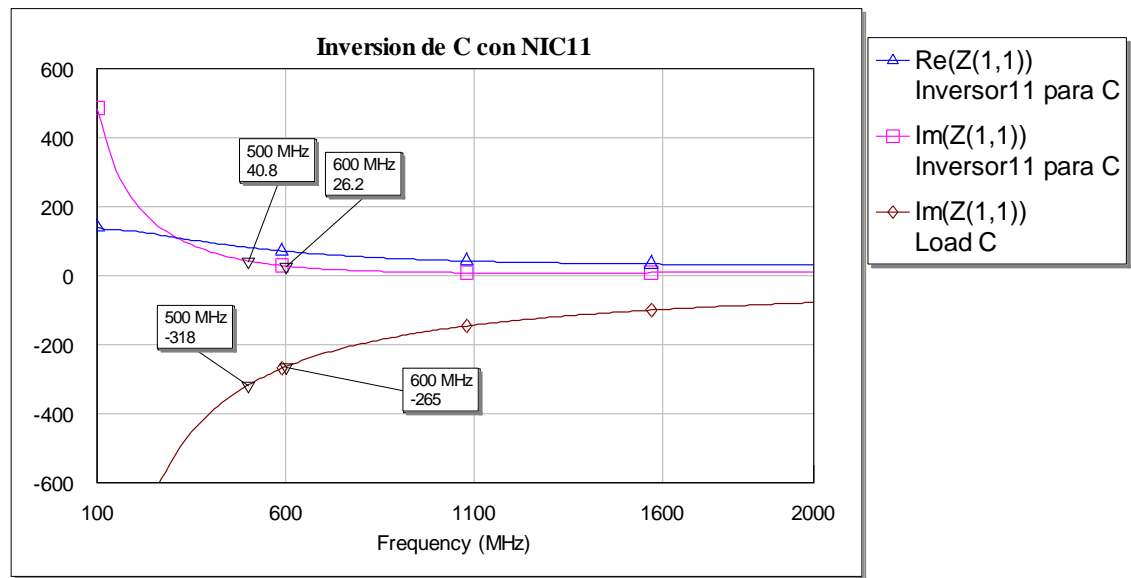


Figura 274: Resultados para C y NIC11 con transistor lineal

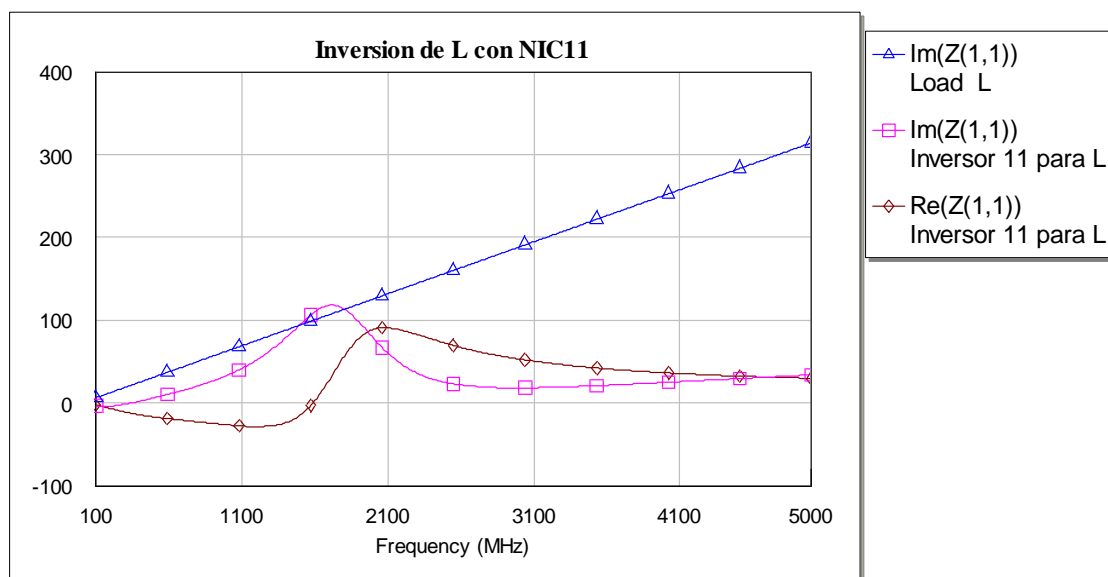


Figura 275: Resultados para L y NIC11 con transistor lineal

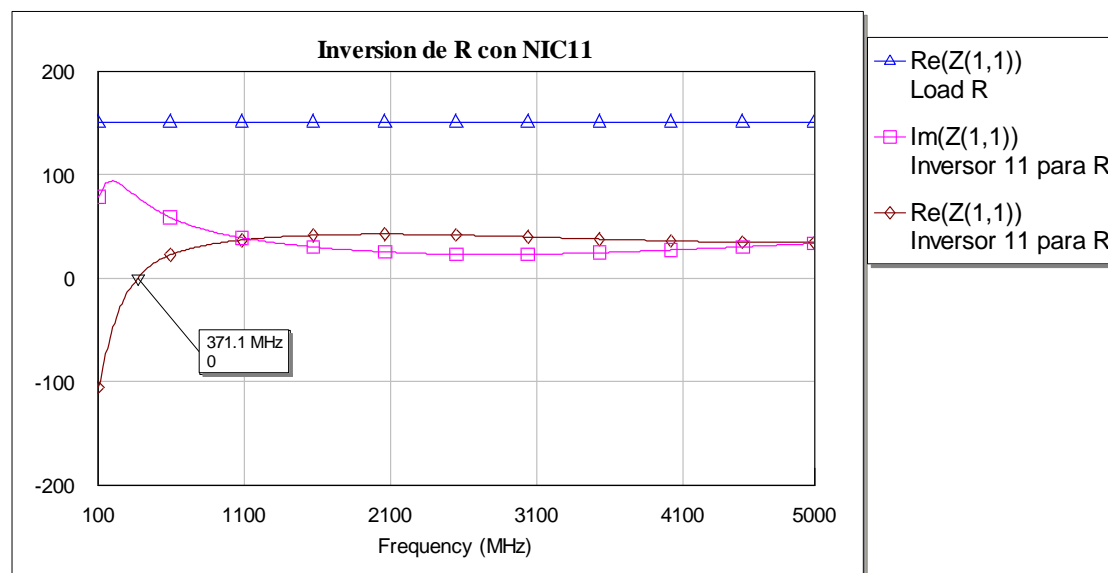


Figura 276: Resultados para R y NIC11 con transistor lineal

Vemos que es válido para el condensador pero no para la resistencia ni para la bobina. Aún así, la diferencia de valores en el condensador es significativa.

Por otro lado, sabemos que el factor de inversión teórico es de -1. El factor práctico para el condensado es:

$$K_{\text{condensador}} = 40.8 / -318 = -0.128$$

Por lo que podemos comprobar que la inversión es muy mala.

12) NIC12

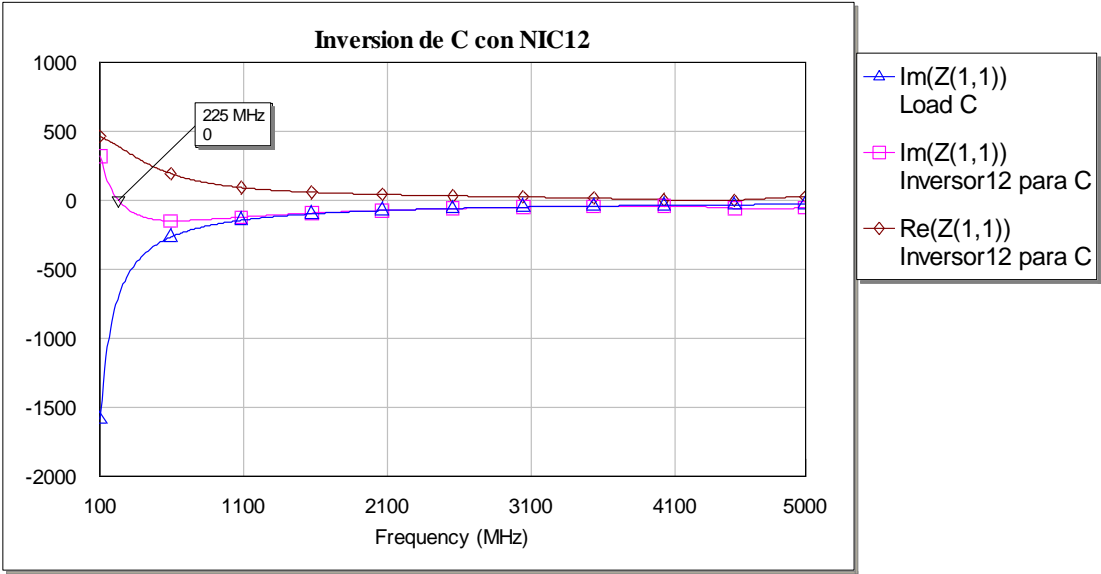


Figura 277: Resultados para C y NIC12 con transistor lineal

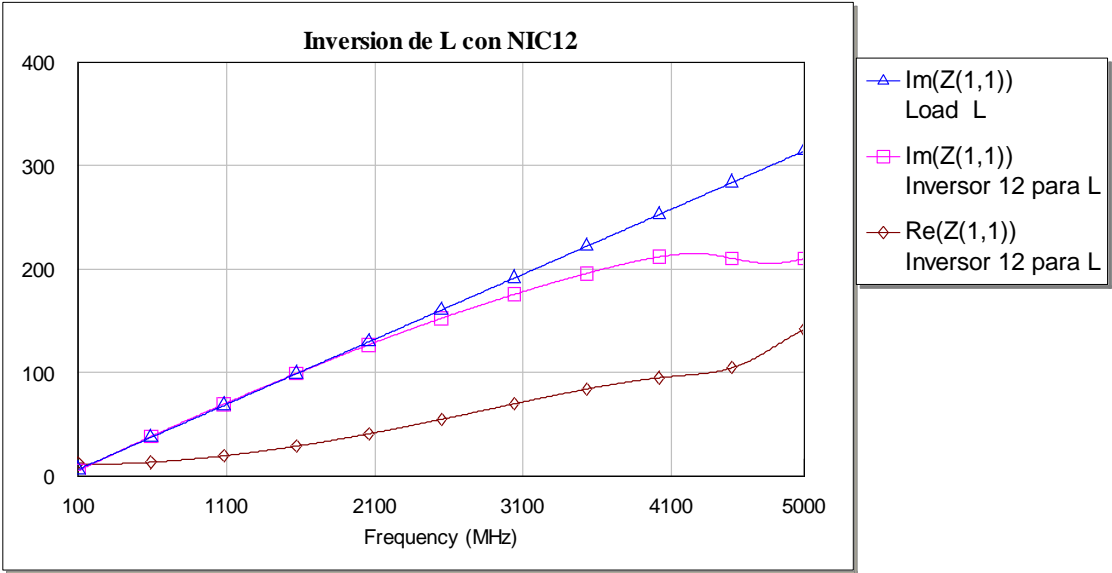


Figura 278: Resultados para L y NIC12 con transistor lineal

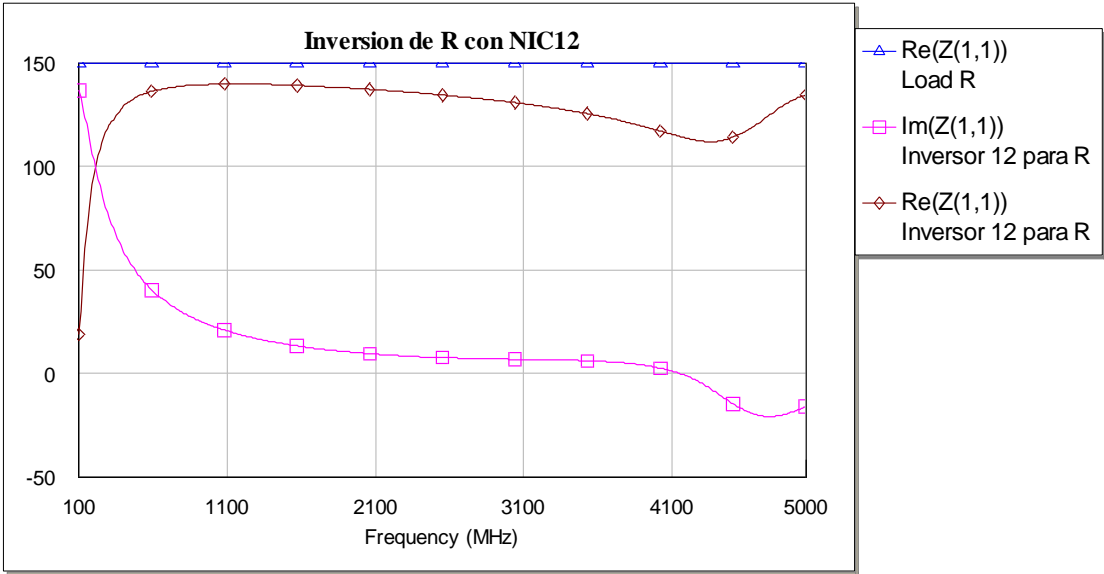


Figura 279: Resultados para R y NIC12 con transistor lineal

Vemos que este NIC no es válido para ninguno de los tres casos, en el rango de frecuencia de interés.

13) NIC12b

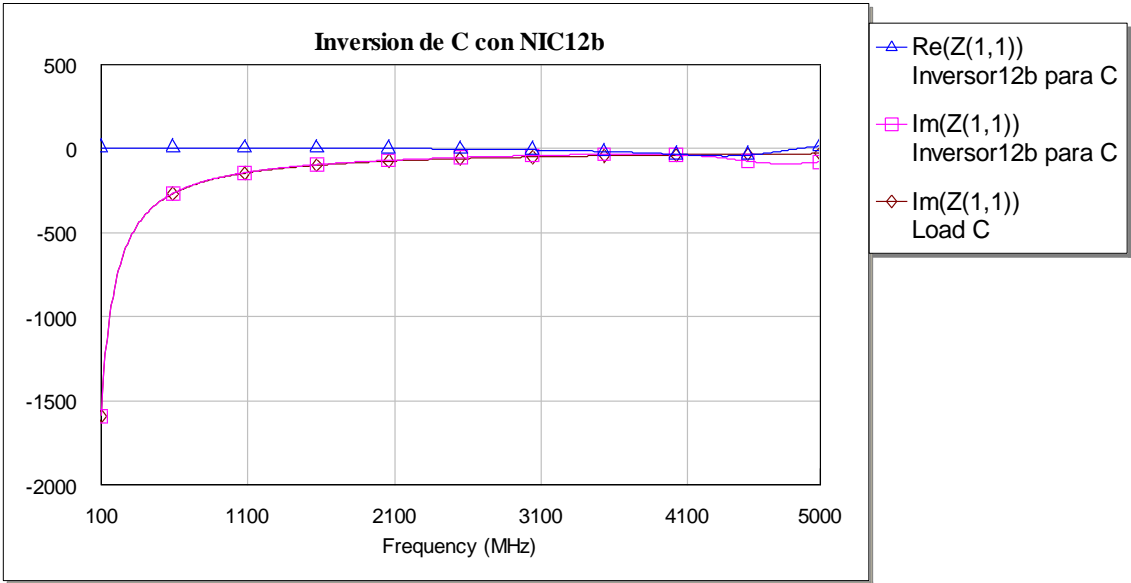


Figura 280: Resultados para C y NIC12b con transistor lineal

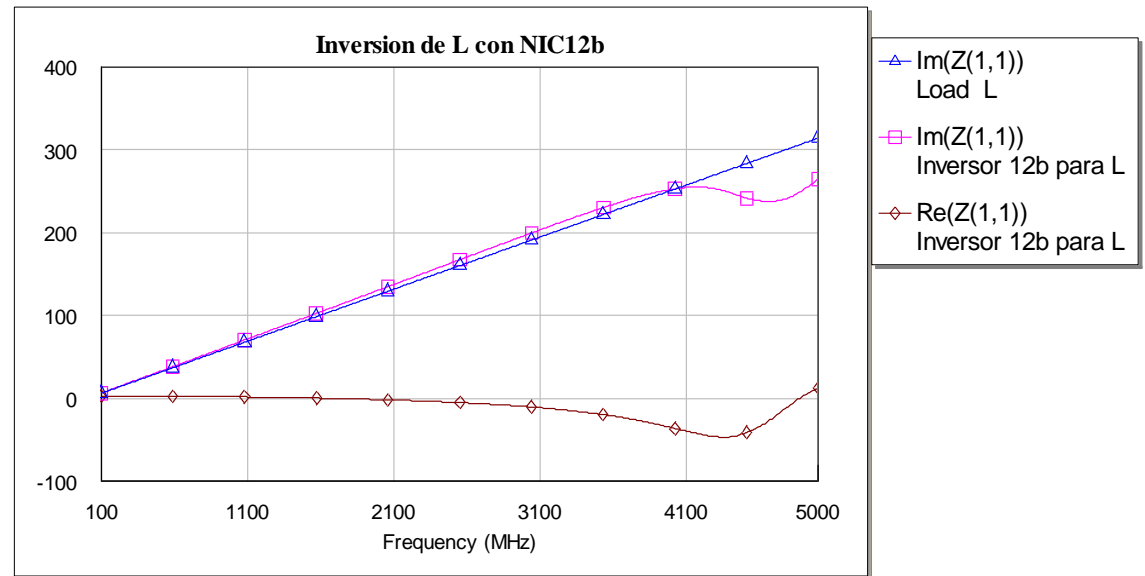


Figura 281: Resultados para L y NIC12b con transistor lineal

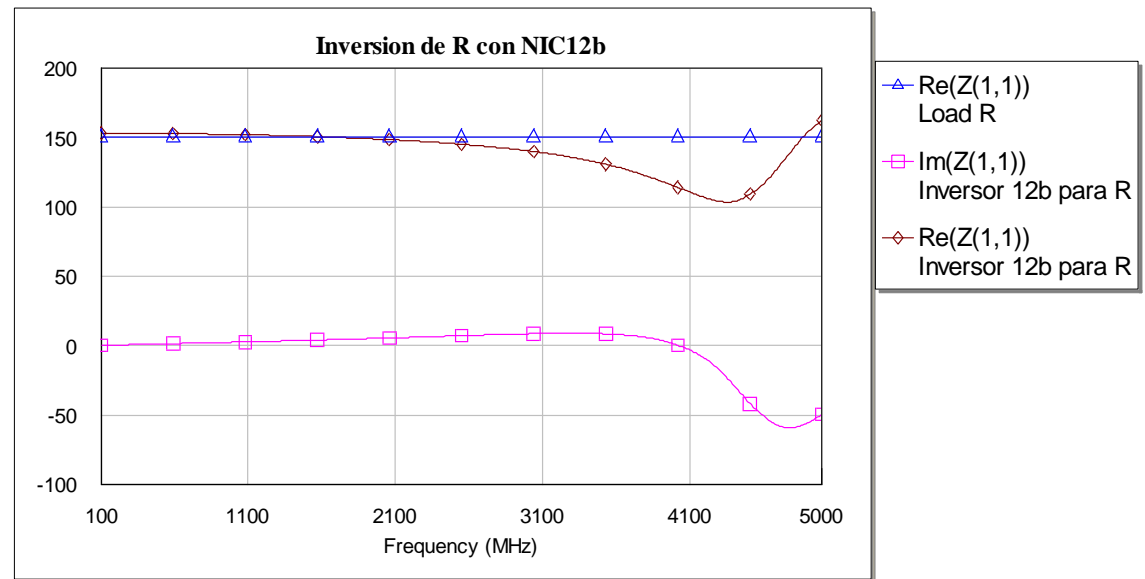


Figura 282: Resultados para R y NIC12b con transistor lineal

Vemos que no es válido para ninguno de los tres casos.

3. Estudio de NIC con transistores modelados de forma no lineal

1) NIC1

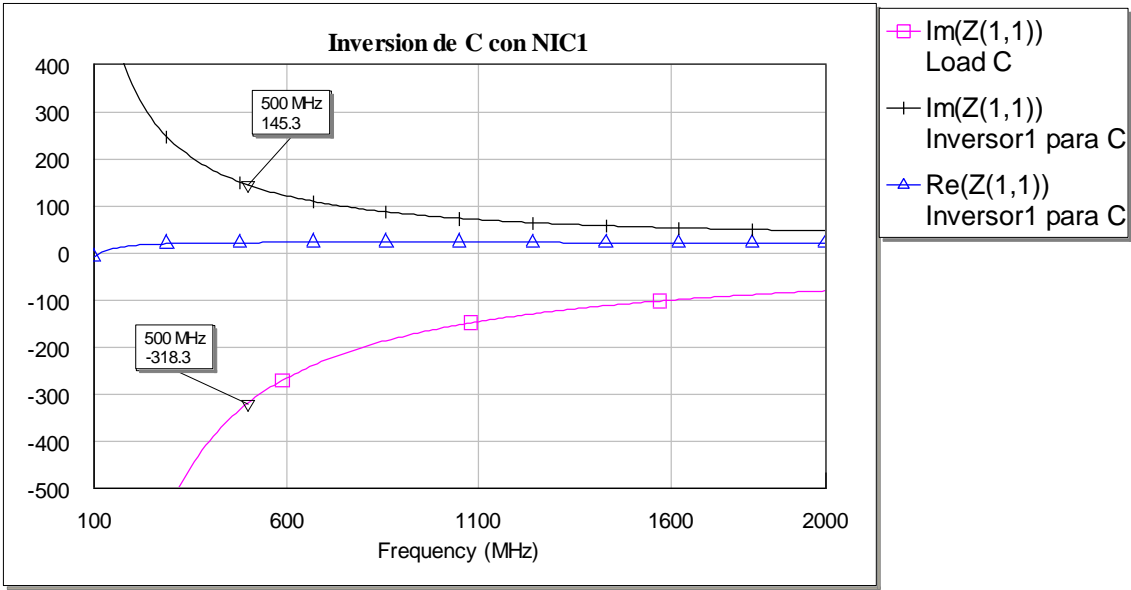


Figura 283: Resultados para C y NIC1 no lineal

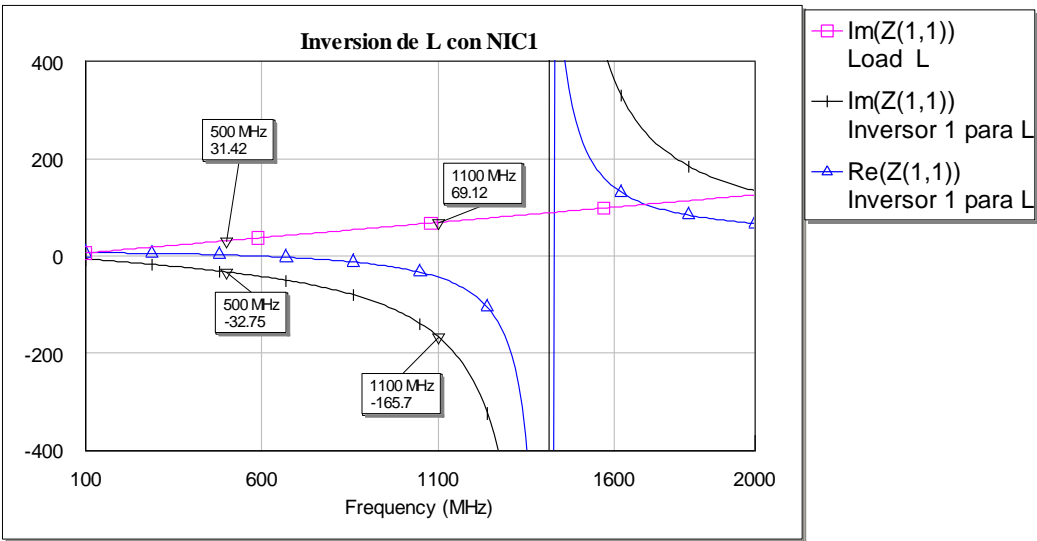


Figura 284: Resultados para L y NIC1 no lineal

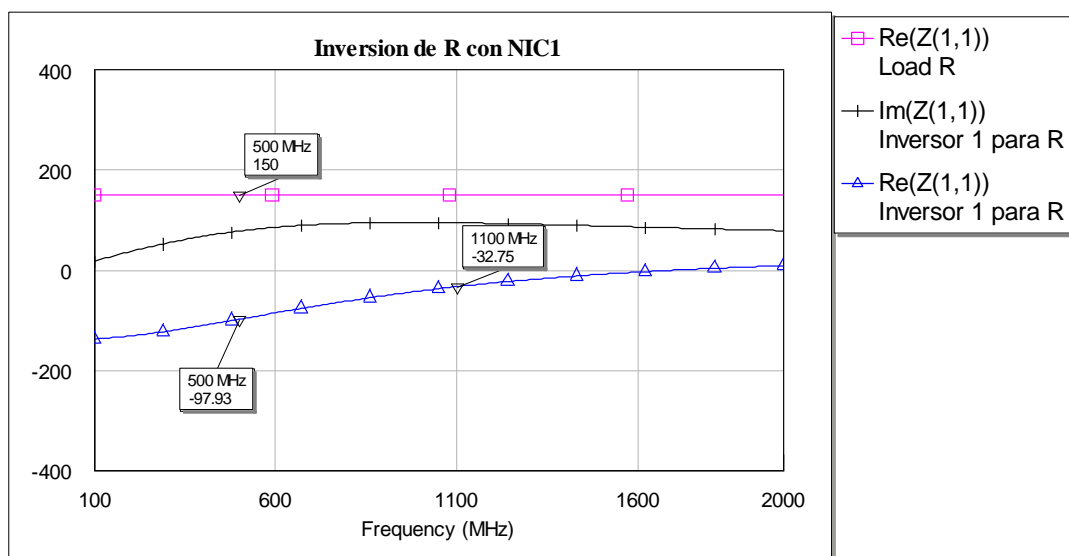


Figura 285: Resultados para R para NIC1 no lineal

Vemos que para frecuencias menores de 2GHz los resultados son válidos para los tres casos.

Aunque el valor teórico del factor de inversión es -1, los valores prácticos son:

$$K_{\text{condensador}} = 145.3 / -318.3 = -0.456$$

$$K_{\text{bobina}} = 31.42 / -32.75 = -0.959$$

$$K_{\text{resistencia}} = -97.93 / 150 = -0.653$$

2) NIC2

En este caso, como podemos ver en las figuras posteriores, los resultados que se obtienen no son buenos sobre todo para la inductancia y la resistencia.

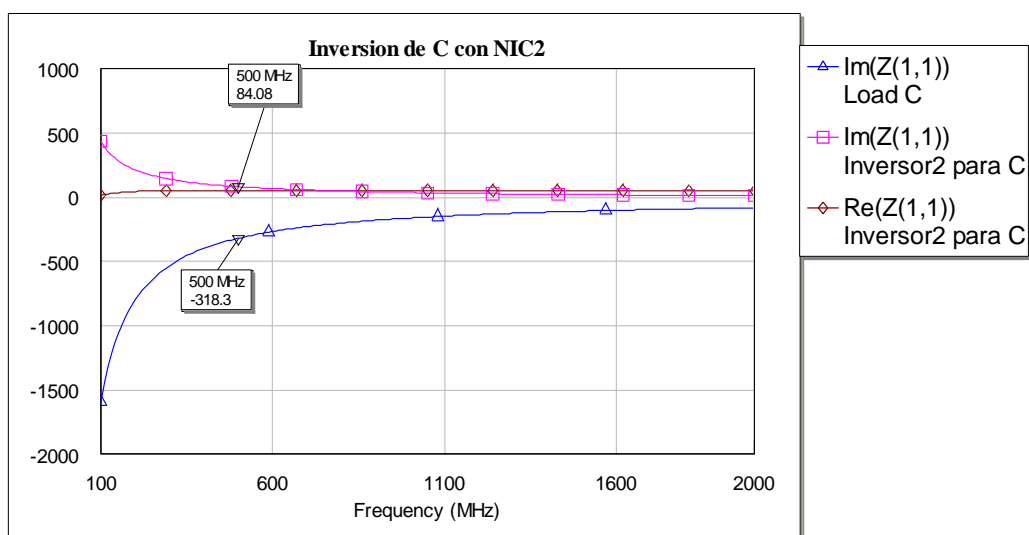


Figura 286: Resultados de C para NIC2 no lineal

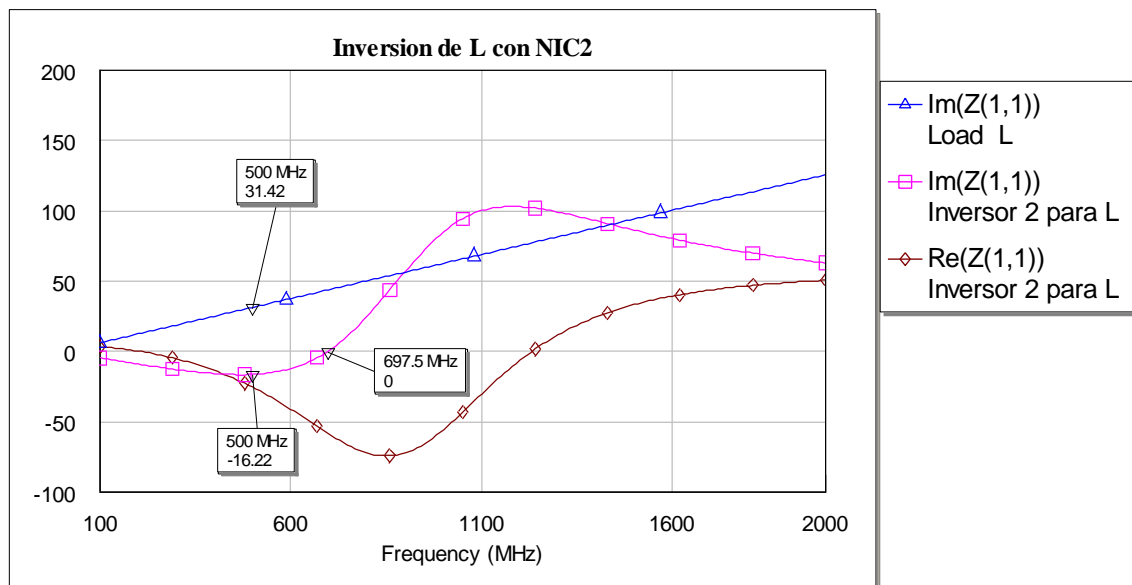


Figura 287: Resultados de L para NIC2 no lineal

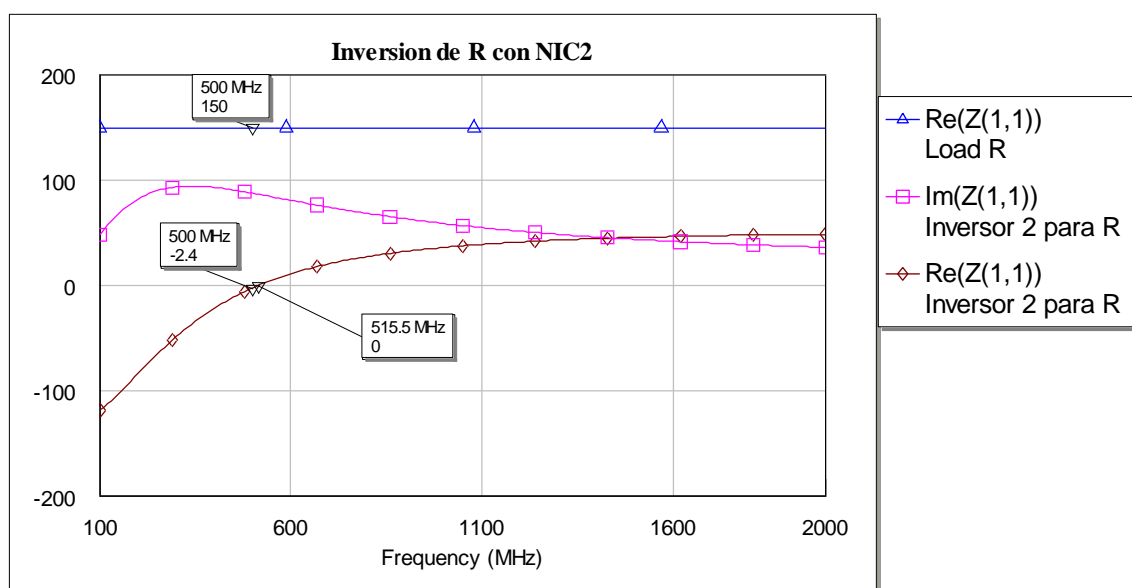


Figura 288: Resultados de R para NIC2 no lineal

Aunque el valor teórico del factor de inversión es -1, los valores prácticos para la bobina y para el condensador (ya que la resistencia prácticamente no invierte) son:

$$K_{\text{condensador}} = 84.08 / -318.3 = -0.264$$

$$K_{\text{bobina}} = -16.22 / 31.42 = -0.516$$

3) NIC3

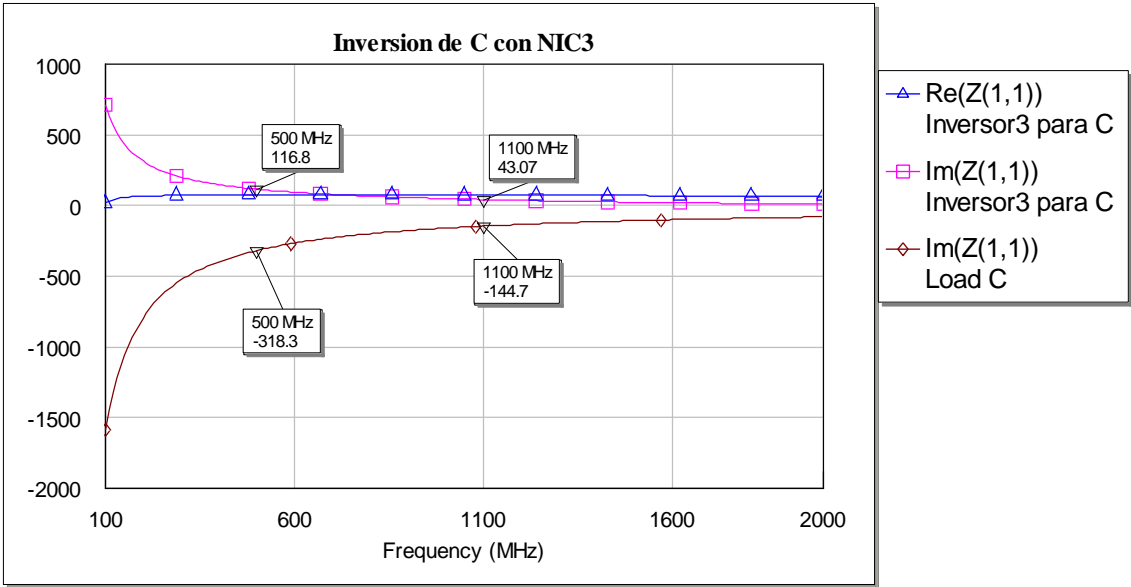


Figura 289: Resultados para C para NIC3 no lineal

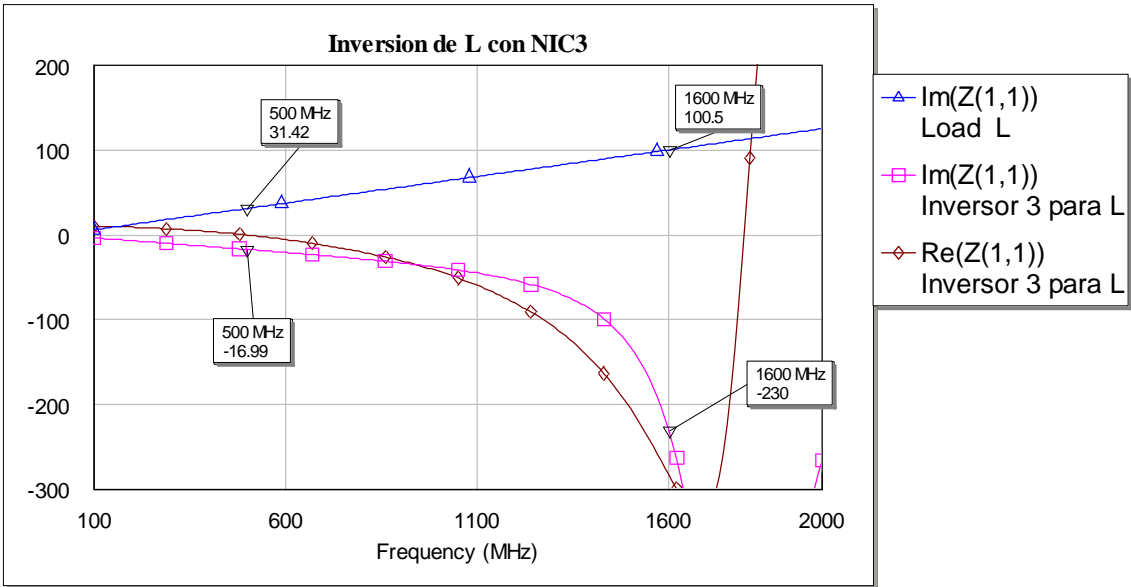


Figura 290: Resultado para L para NIC3 no lineal

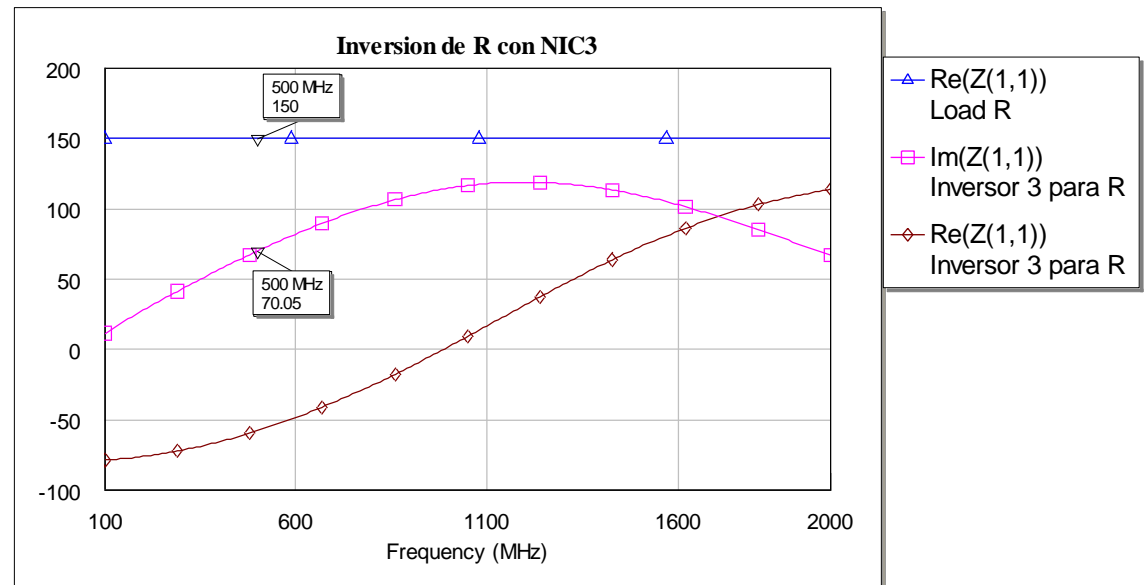


Figura 291: Resultado para R para NIC3 no lineal

Vemos que estos resultados son peores que los anteriores, sobre todo para la resistencia.

Aunque el valor teórico del factor de inversión es -1, los valores prácticos son:

$$K_{\text{condensador}} = 116.8 / -318.3 = -0.367$$

$$K_{\text{bobina}} = -16.99 / 31.42 = -0.54$$

4) NIC4

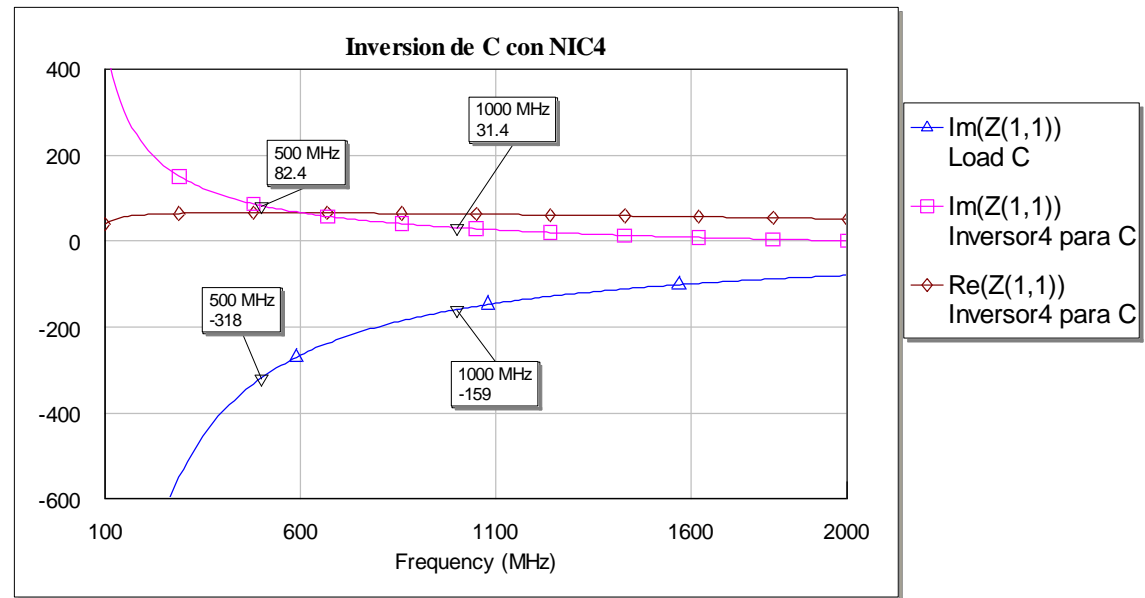


Figura 292: Resultados para C para NIC4 no lineal

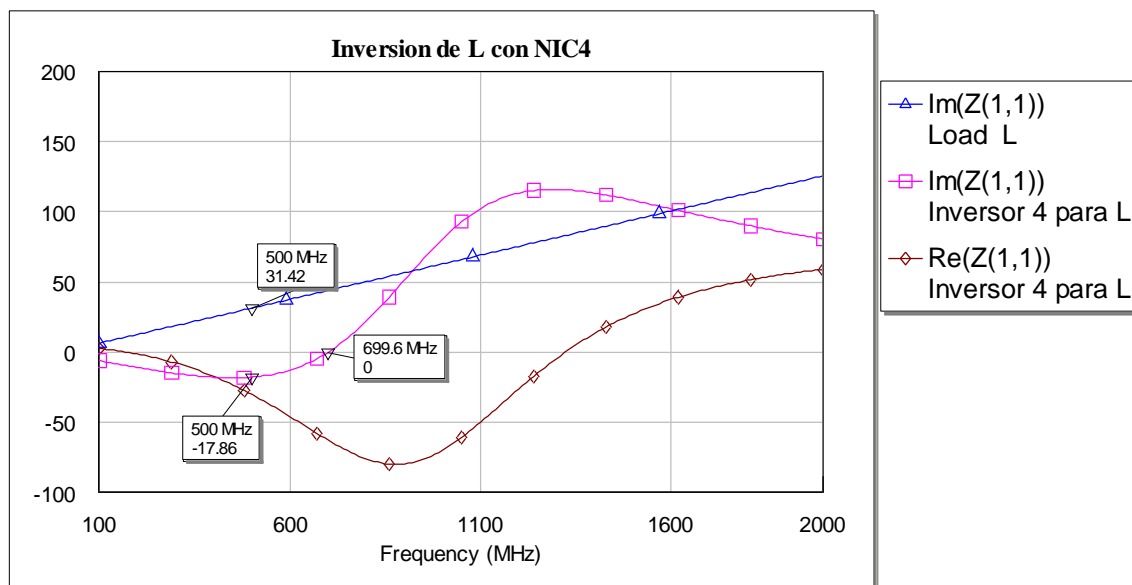


Figura 293: Resultados para L para NIC4 no lineal

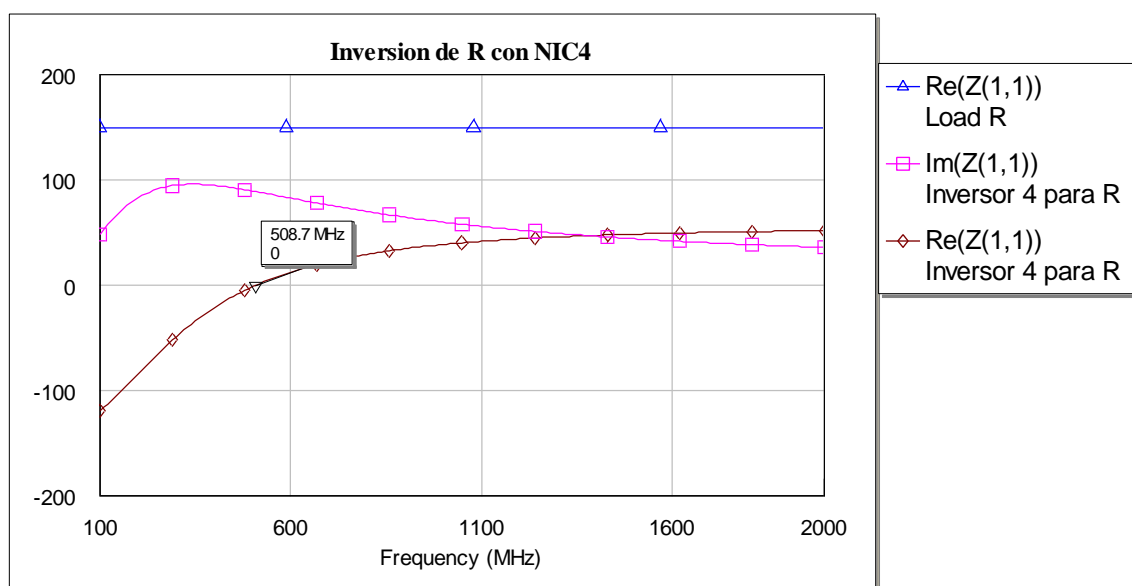


Figura 294: Resultados para R para NIC4 no lineal

Vemos que, aunque para el condensador es válido, este NIC no sirve para la resistencia, ya que los valores que invierte son a frecuencias muy bajas. Del mismo modo, para la bobina la validez está restringida ya que sólo invierte hasta 700MHz.

Aunque el valor teórico del factor de inversión es -1, los valores prácticos son:

$$K_{\text{condensador}} = 82.4 / -318 = -0.26$$

$$K_{\text{bobina}} = -17.86 / 31.42 = -0.568$$

5) NIC5

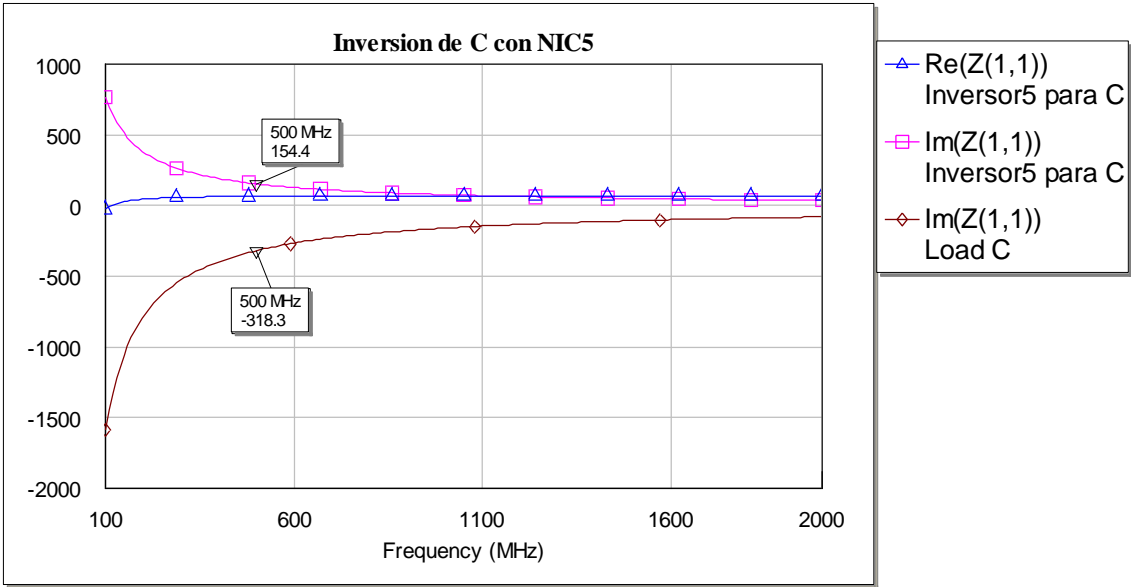


Figura 295: Resultados de C para NIC 5 no lineal

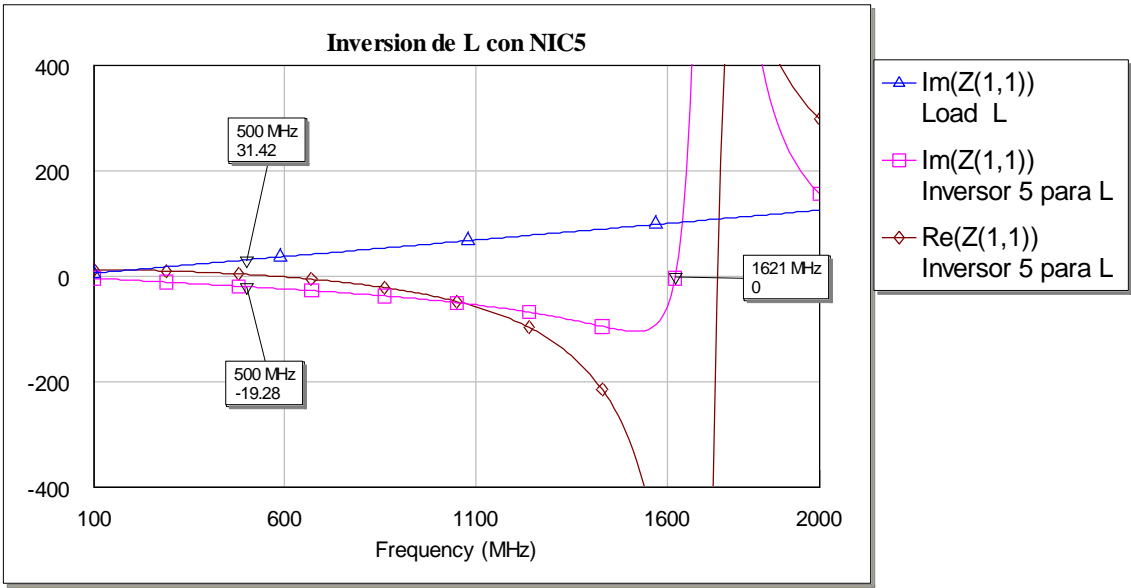


Figura 296: Resultados para L para NIC5 no lineal

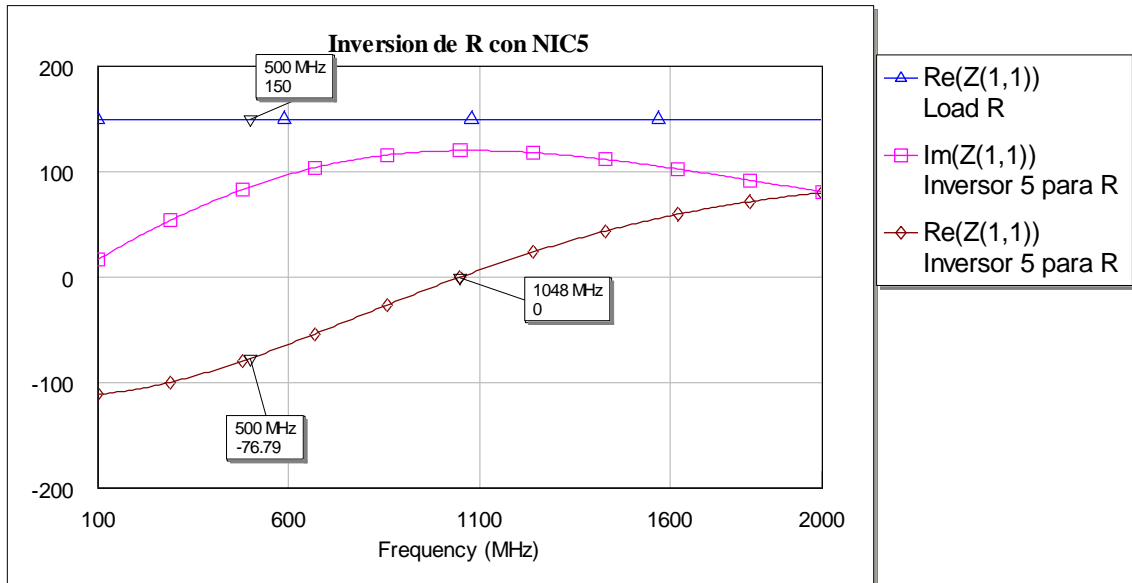


Figura 297: Resultados para R para NIC5 no lineal

Vemos que para el condensador funciona para todo el rango de frecuencias, sin embargo para la resistencia vemos el rango está más restringido, aunque, al igual que ocurre con la bobina, podría valer para bajas frecuencias (menores de 1GHz).

Aunque el valor teórico del factor de inversión es -1, los valores prácticos son:

$$K_{\text{condensador}} = 154.4 / -318.3 = -0.485$$

$$K_{\text{bobina}} = -19.28 / 31.42 = -0.614$$

$$K_{\text{resistencia}} = -76.79 / 150 = -0.512$$

6) NIC6

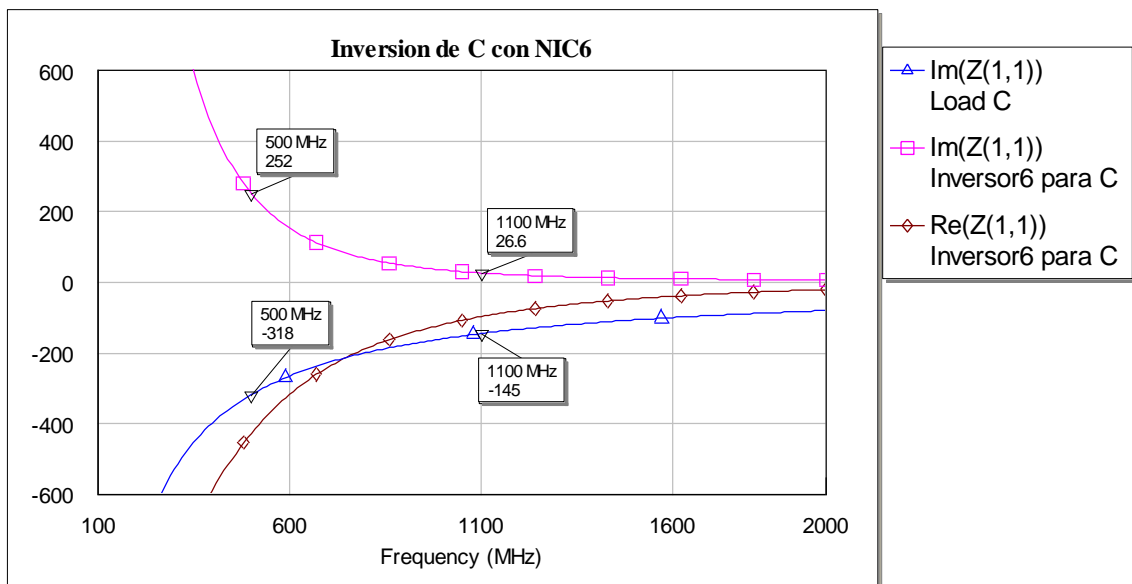


Figura 298: Resultado para C para NIC6 no lineal

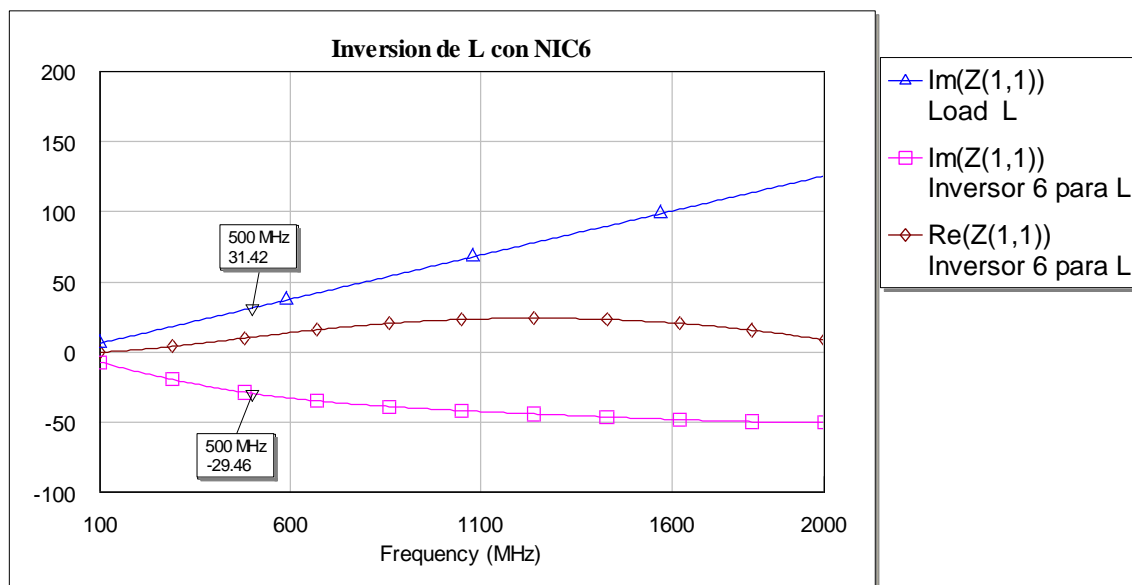


Figura 299: Resultado para L para NIC6 no lineal

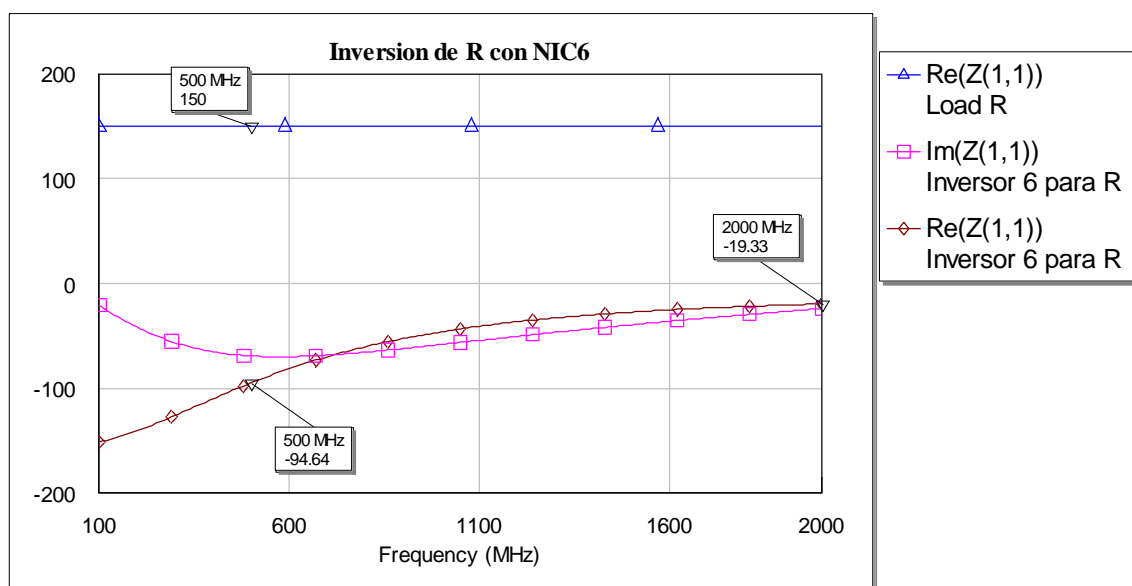


Figura 300: Resultado para R para NIC6 no lineal

Los resultados para los tres casos son válidos, siempre que nos quedemos en el margen de frecuencias de interés.

Aunque el valor teórico del factor de inversión es -1, los valores prácticos son:

$$K_{\text{condensador}} = 252 / -318 = -0.792$$

$$K_{\text{bobina}} = -29.46 / 31.42 = -0.938$$

$$K_{\text{resistencia}} = -94.64 / 150 = -0.631$$

7) NIC7

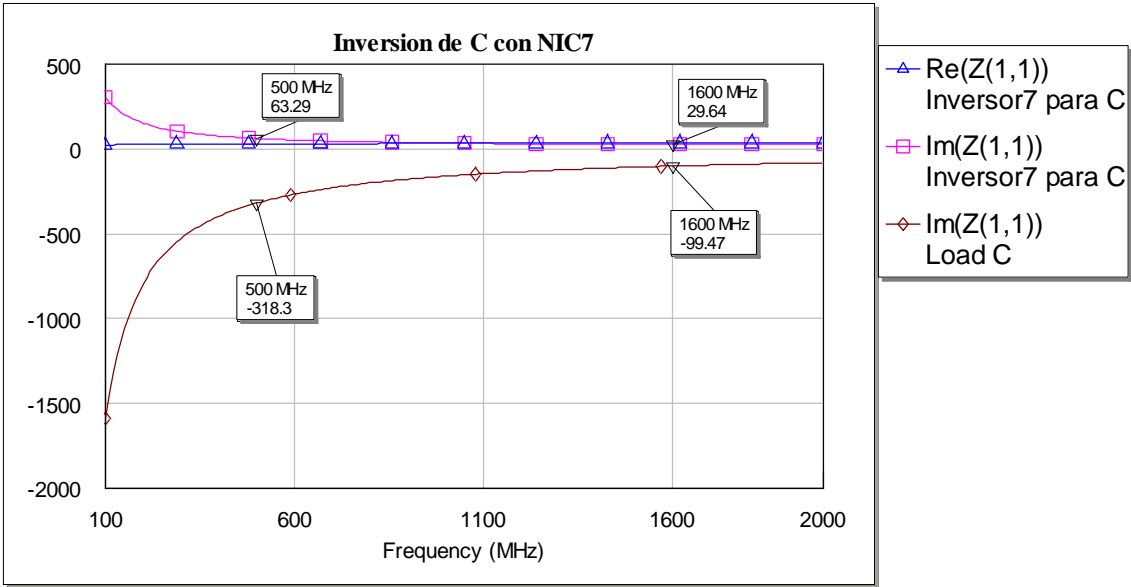


Figura 301: Resultado para C para NIC7 no lineal

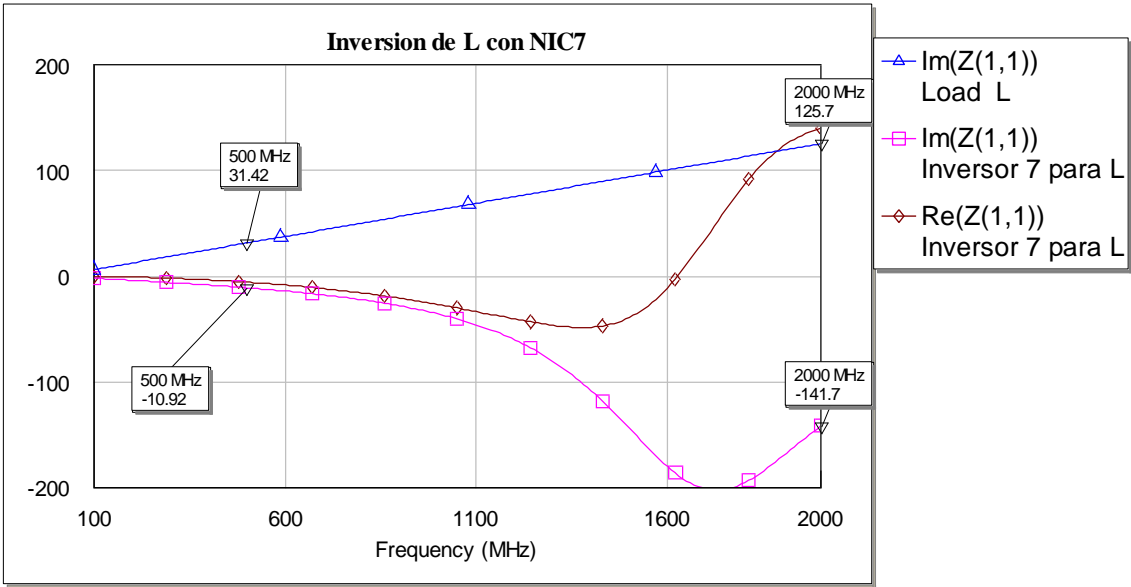


Figura 302: Resultados para L para NIC7 no lineal

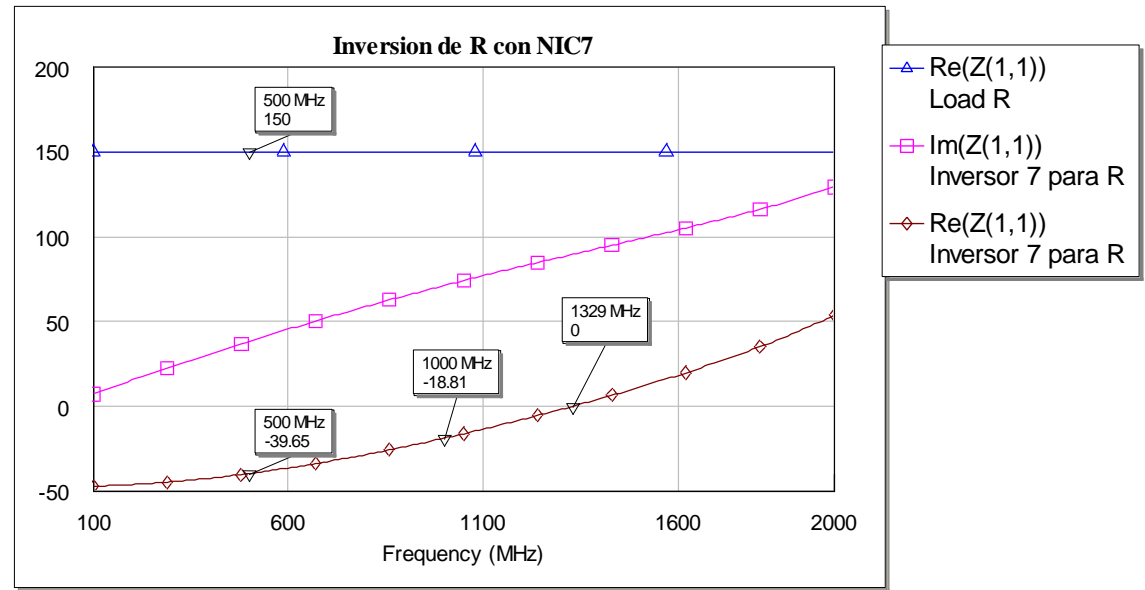


Figura 303: Resultados para R para NIC7 no lineal

Este NIC funciona para los tres casos dentro del rango de frecuencias de interés (hasta 1GHz).

Aunque el valor teórico del factor de inversión es -1, los valores prácticos son:

$$K_{\text{condensador}} = 63.29 / -318.3 = -0.199$$
$$K_{\text{bobina}} = -10.92 / 31.42 = -0.347$$
$$K_{\text{resistencia}} = -39.65 / 150 = -0.264$$

8) NIC8

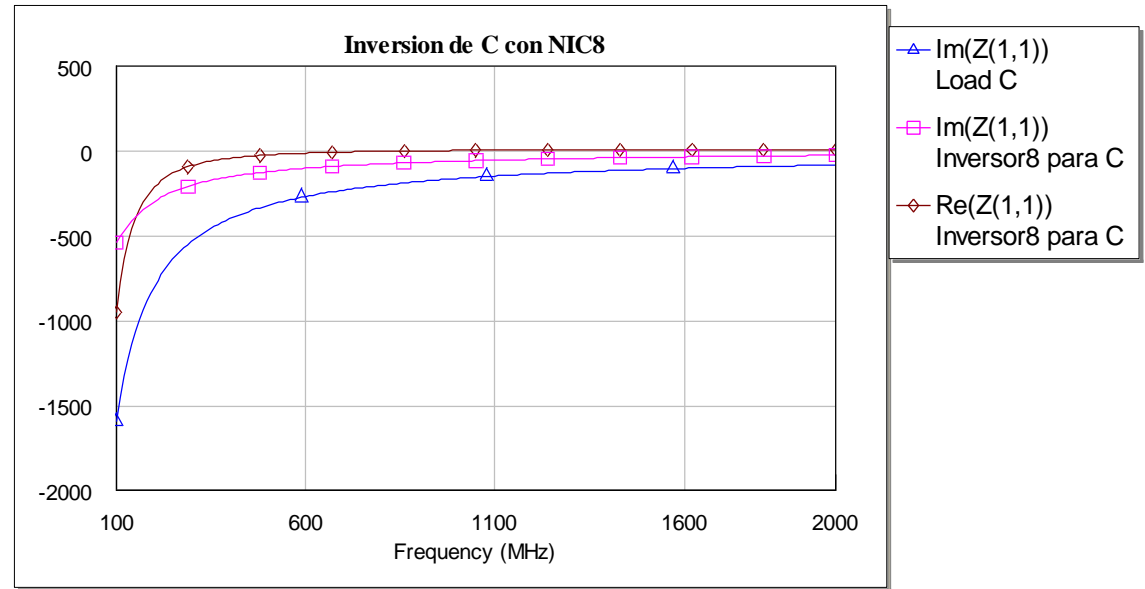


Figura 304: Resultados para C para NIC8 no lineal

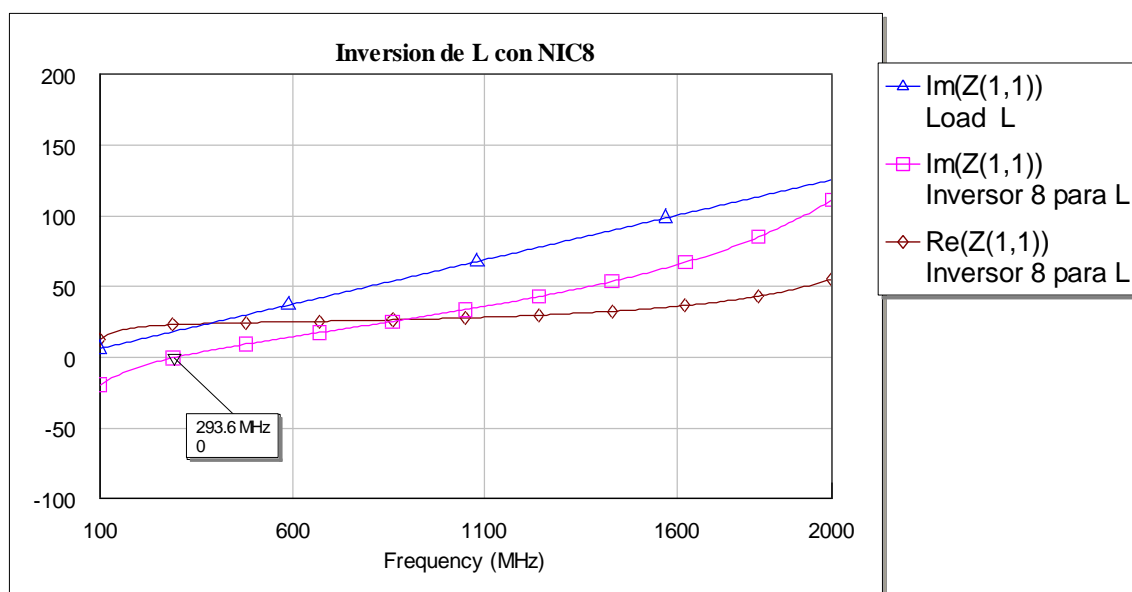


Figura 305: Resultados para L para NIC8 no lineal

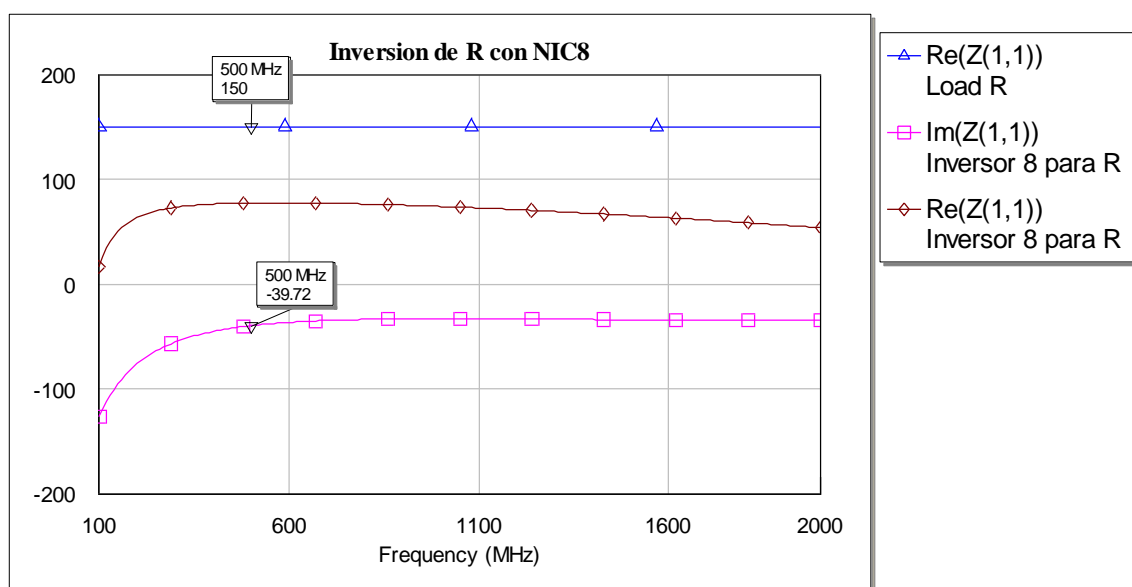


Figura 306: Resultados para R para NIC8 no lineal

Los resultados son únicamente válidos para la resistencia. El factor de inversión en este caso es de:

$$K_{\text{resistencia}} = -39.72/150 = 0.2648$$

9) NIC9

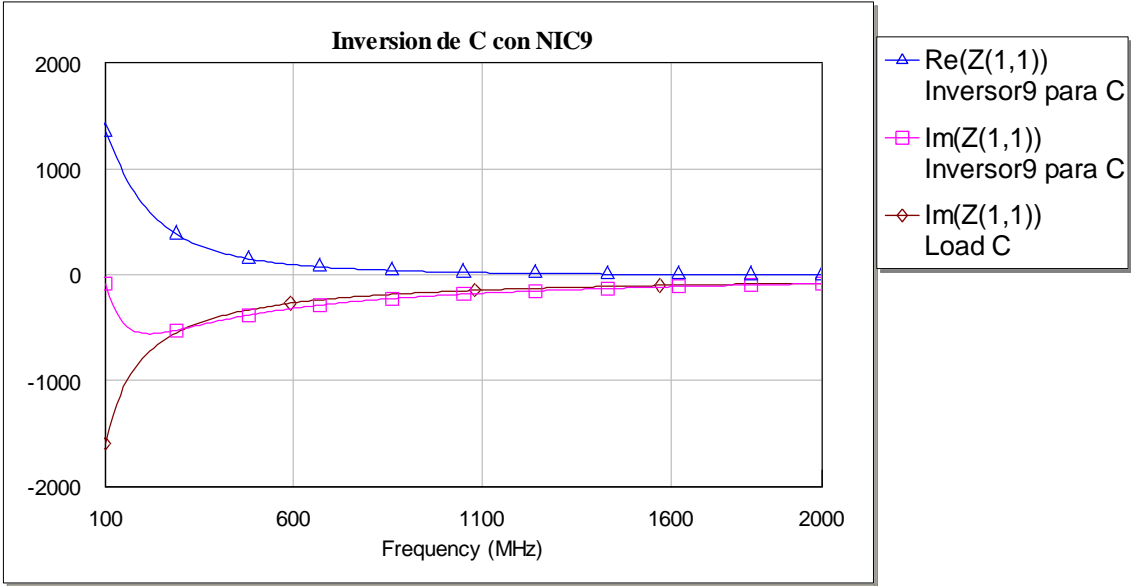


Figura 307: Resultado para C para NIC9 no lineal

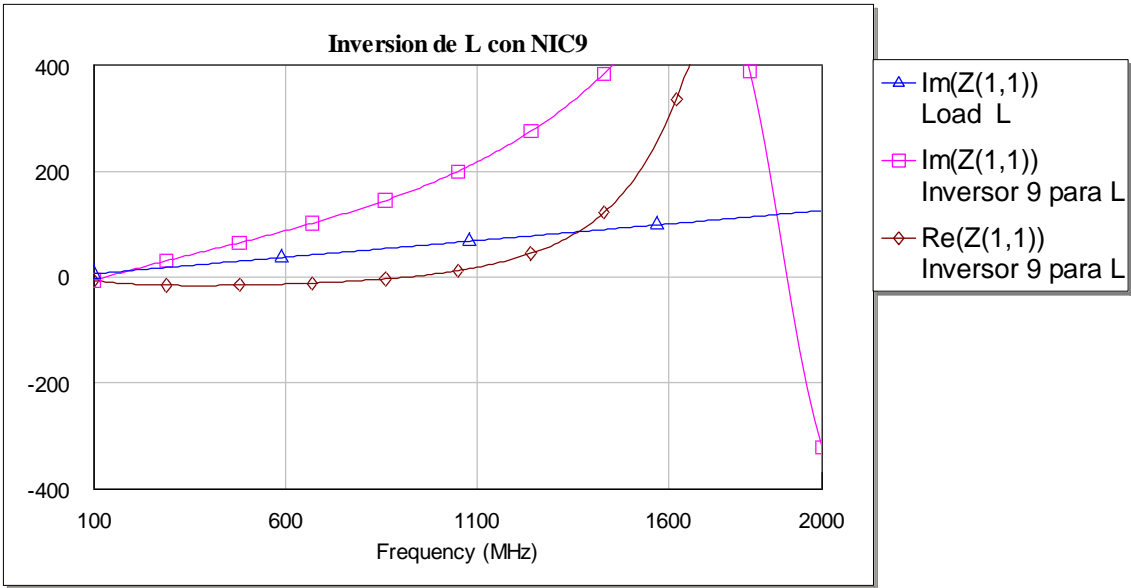


Figura 308: Resultado para L para NIC 9 no lineal

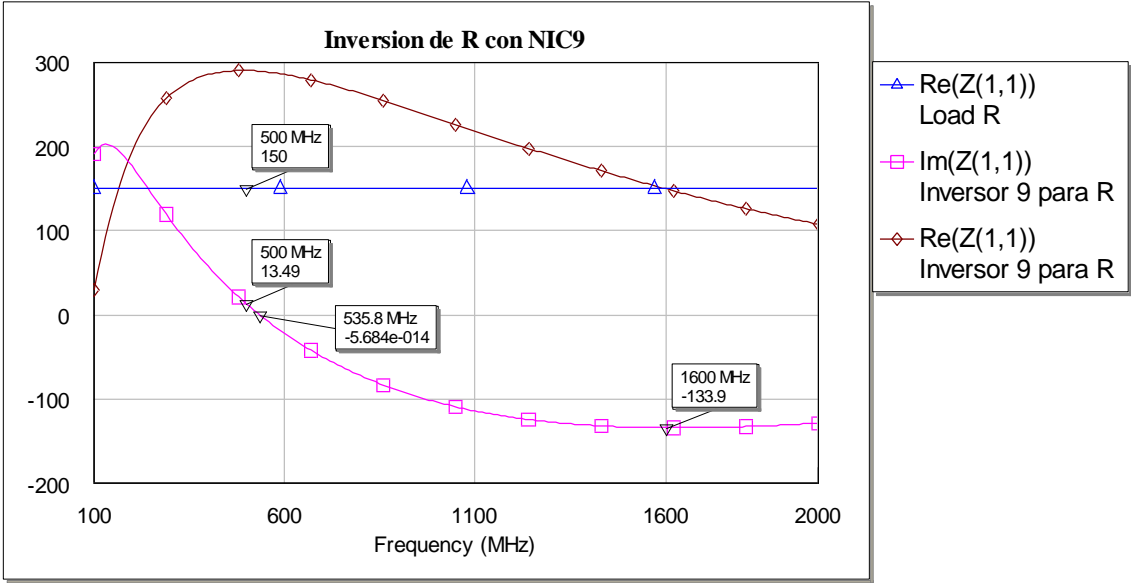


Figura 309: Resultado para R para NIC9 no lineal

Vemos que no es válido para ningún caso ya que no invierte los valores. En la resistencia podrían valer pero para valores mayores de 535.8MHz, comportándose de forma aceptable por encima de 1GHz, por lo que no nos interesa para nuestro trabajo.

10) NIC10

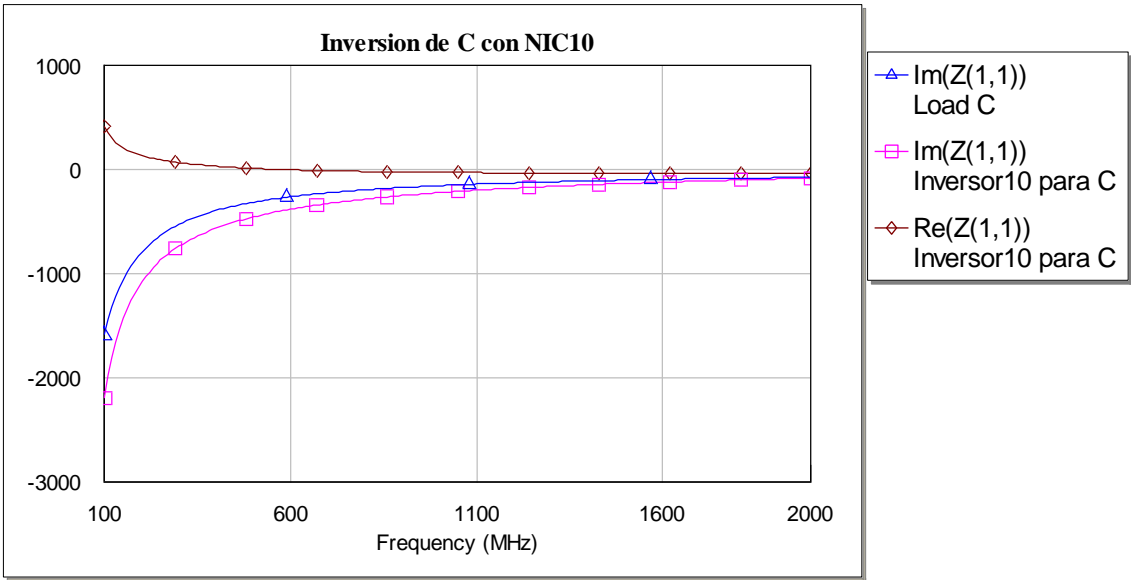


Figura 310: Resultado para C para NIC10 no lineal

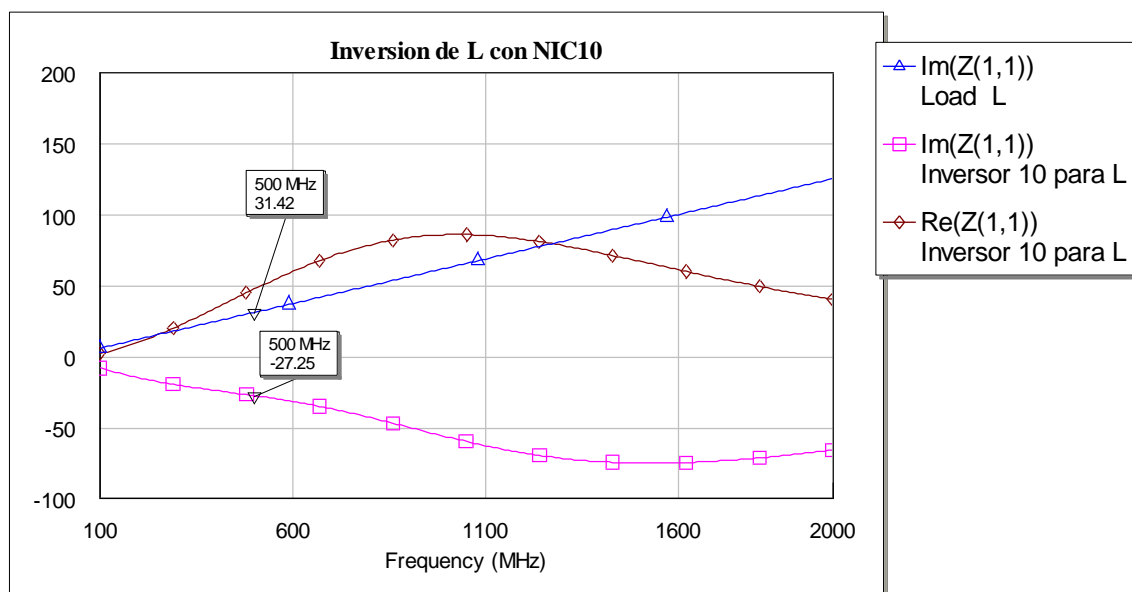


Figura 311: Resultado para L para NIC10 no lineal

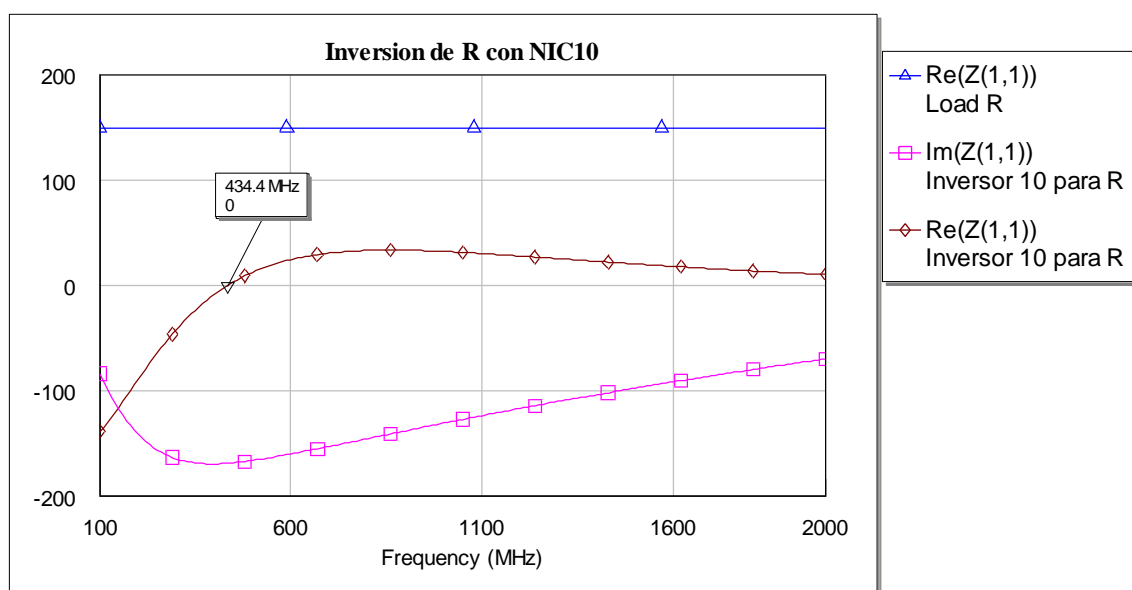


Figura 312: Resultado para R para NIC10 no lineal

Para el condensador, este NIC no invierte los valores. Para la resistencia, sólo lo hace hasta 434MHz, por lo que no nos interesa. La bobina en cambio, sí funciona de forma correcta en todo nuestro rango de interés. Su factor de inversión es:

$$K_{\text{bobina}} = -27.25/31.42 = -0.867$$

11) NIC11

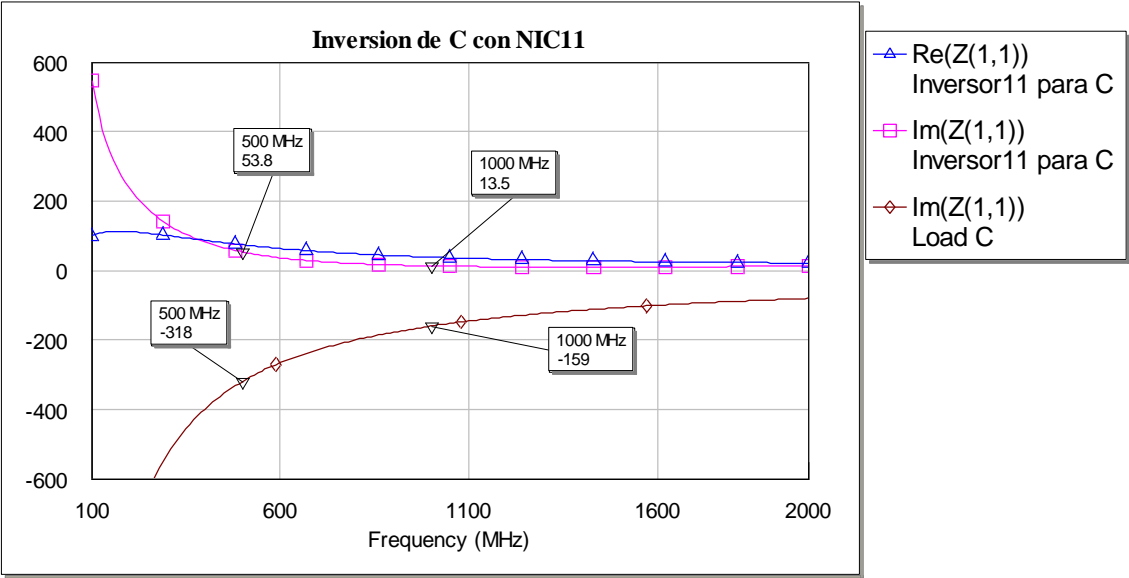


Figura 313: Resultados para C para NIC11 no lineal

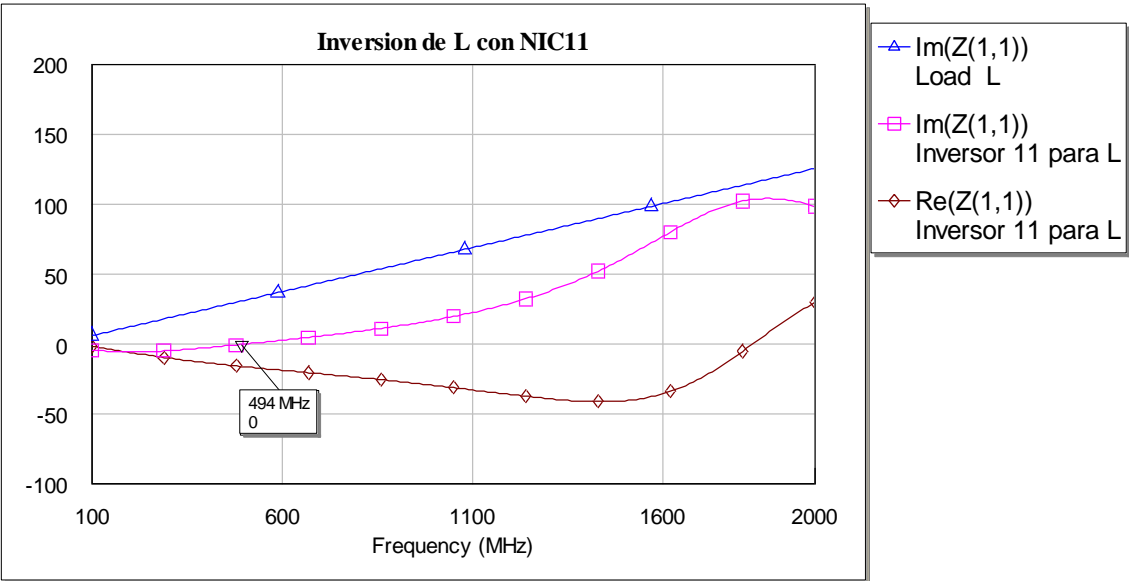


Figura 314: Resultados para L para NIC11 no lineal

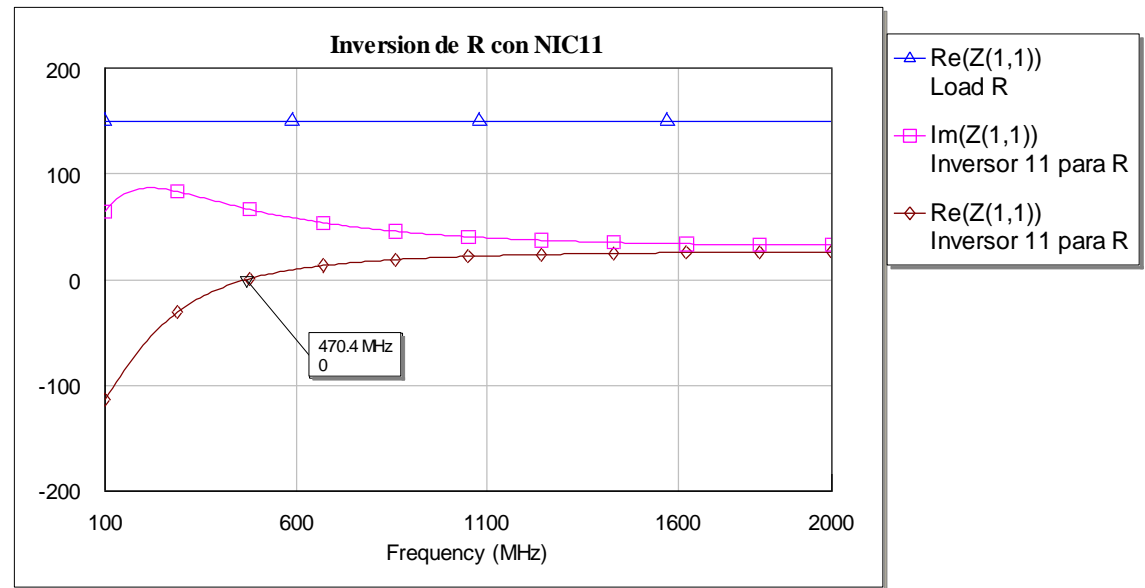


Figura 315: Resultados para R para NIC11 no lineal

Los resultados para el condensador son buenos, pero para la bobina y la resistencia no, ya que en ambos casos sólo invierte para frecuencias muy bajas.

El factor de inversión para el condensador será:

$$K_{\text{condensador}} = 53.8 / -318 = -0.17$$

12) NIC12

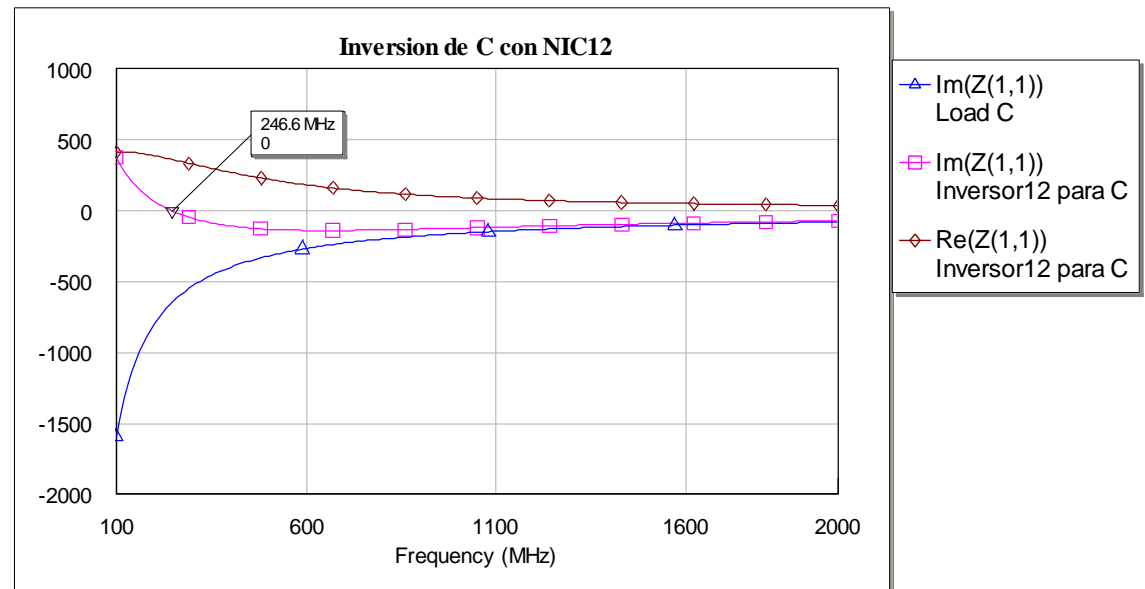


Figura 316: Resultado para C para NIC12 no lineal

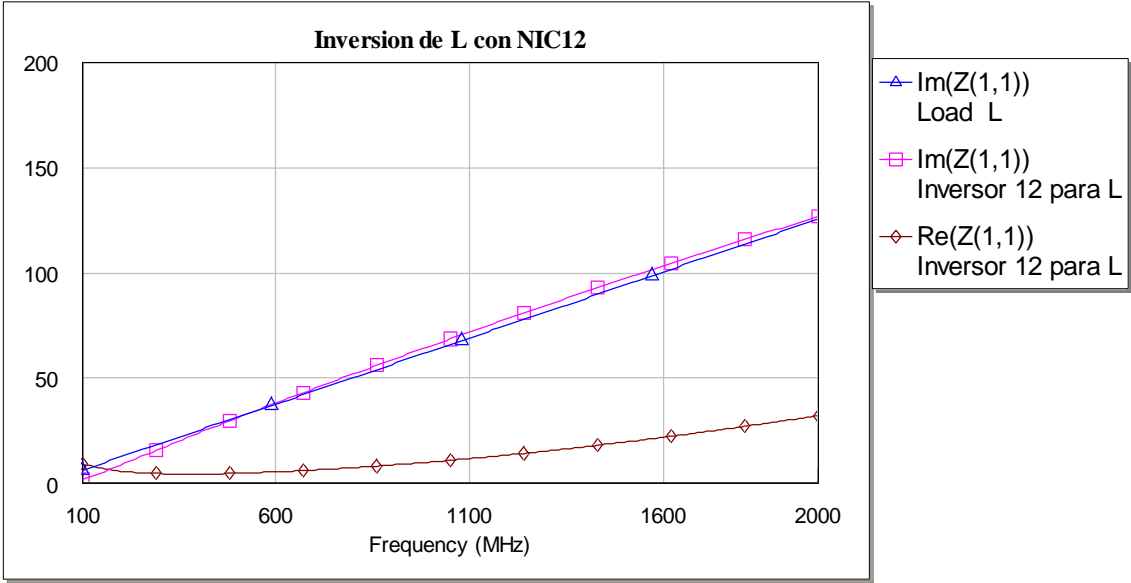


Figura 317: Resultado para L para NIC12 no lineal

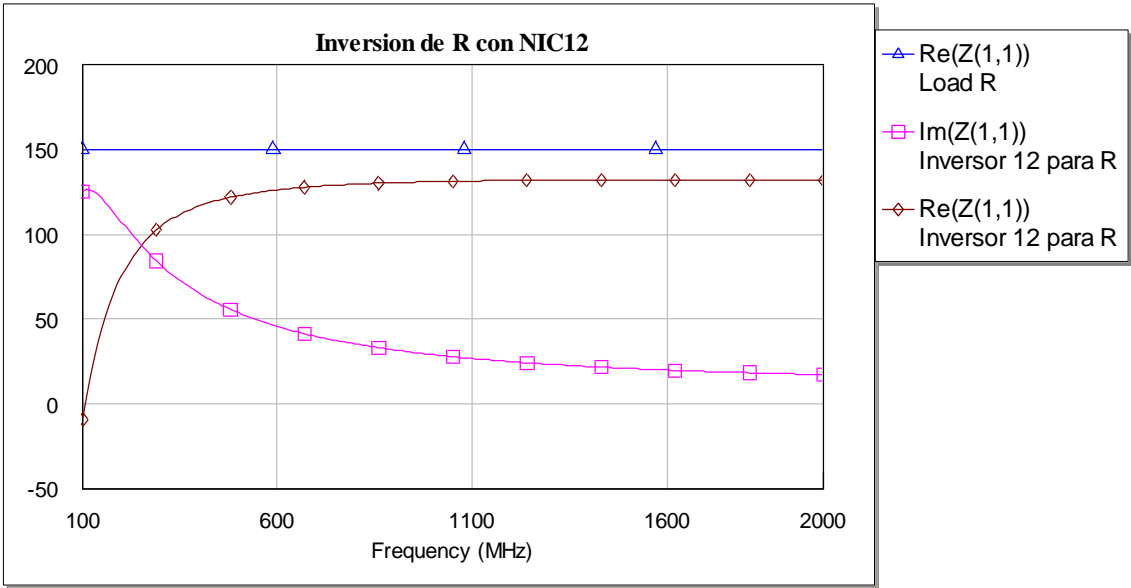


Figura 318: Resultado para R para NIC12 no lineal

Ni la bobina ni la resistencia invierte los valores y el condensador lo hace sólo para frecuencia muy pequeñas, por lo que no consideramos este NIC como válido.

13) NIC12b

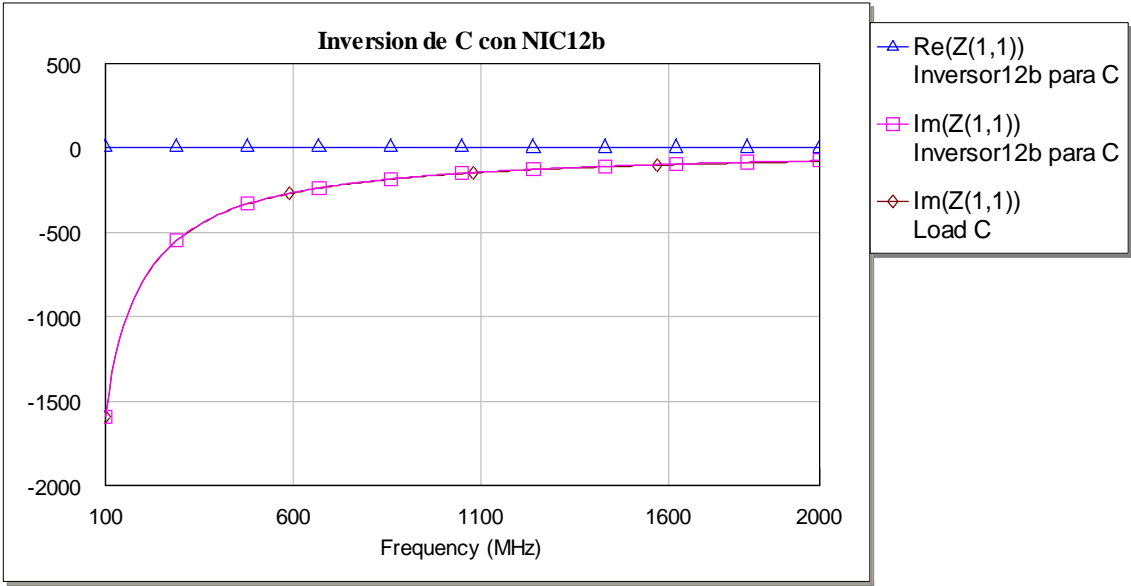


Figura 319: Resultados para C para NIC12b no lineal

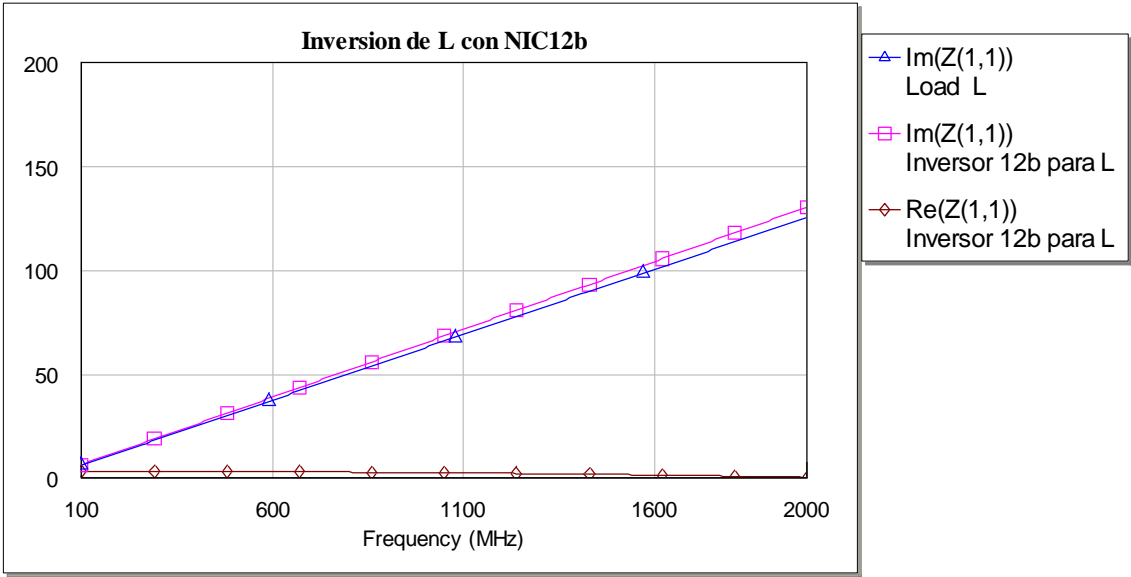


Figura 320: Resultados para L para NIC12b no lineal

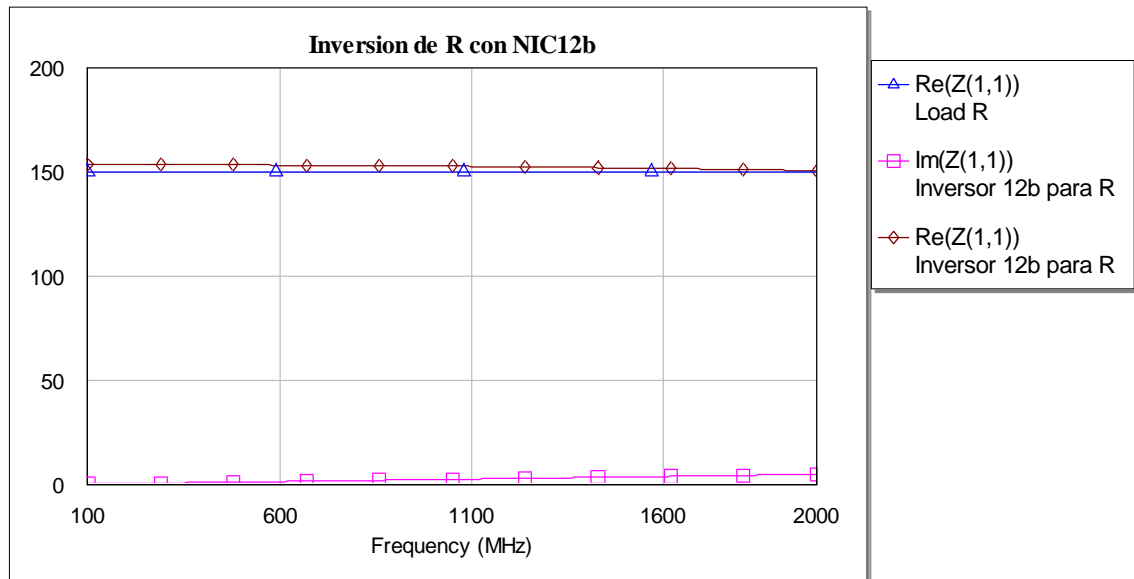


Figura 321: Resultados para R para NIC12b no lineal

Como se puede comprobar en las tres imágenes anteriores, este NIC no es válido para ninguno de los tres casos ya que no invierte los valores.

4. Estudio del factor de inversión

Por último, vamos a realizar un estudio donde veremos que con elementos ideales sí podemos hablar de un factor de inversión determinado, mientras que conforme vamos añadiendo elementos reales, esta relación se va perdiendo. Los valores que aparecen en la tabla deberían ser negativos, en el sentido de que invierten el valor por ese factor.

Tabla 28: Factores de inversión de los NICs en los tres casos (ideales, lineales y no lineales)

	Ideales			Lineales			No lineales		
	C	L	R	C	L	R	C	L	R
NIC1	0.6	0.599	0.584	0.418	0.94	0.566	0.456	0.959	0.653
NIC2	0.64	0.64	0.72	x	x	x	0.264	0.516	x
NIC3	0.33	0.33	0.3	0.322	0.541	x	0.367	0.54	x
NIC4	0.33	0.33	0.32	0.22	x	x	0.26	0.568	x
NIC5	0.634	0.637	0.74	0.438	0.514	0.396	0.485	0.614	0.512
NIC6	0.7	0.7	0.27	x	x	x	0.792	0.938	0.631
NIC7	0.454	0.454	0.45	x	x	x	0.199	0.347	0.264
NIC8	0.155	0.14	0.045	x	x	x	x	x	0.264
NIC9	0.183	0.183	0.172	x	x	x	x	x	x
NIC10	0.537	0.537	0.536	x	x	x	x	0.867	x
NIC11	0.721	0.725	0.379	0.128	x	x	0.17	x	x
NIC12	0.637	0.639	0.72	x	x	x	x	x	x
NIC12b	0.6	0.599	0.592	x	x	x	x	x	x

Basándonos sobre todo en los resultados del apartado 1, podemos concluir los siguientes factores de inversión para cada NIC:

Tabla 29: Factores de inversión medios de los NICs

	Ideales			
	C	L	R	
NIC1	0.6	0.599	0.584	0.594
NIC2	0.64	0.64	0.72	0.667
NIC3	0.33	0.33	0.3	0.31
NIC4	0.33	0.33	0.32	0.327
NIC5	0.634	0.637	0.74	0.67
NIC6	0.7	0.7	0.27	0.56
NIC7	0.454	0.454	0.45	0.453
NIC8	0.155	0.14	0.045	0.113
NIC9	0.183	0.183	0.172	0.179
NIC10	0.537	0.537	0.536	0.537
NIC11	0.721	0.725	0.379	0.608
NIC12	0.637	0.639	0.72	0.665
NIC12b	0.6	0.599	0.592	0.597